



**José Alberto Brito
Ribeiro Fernandes**

**Maximização de Largura de Banda em
Amplificadores de Transimpedância**



**José Alberto Brito
Ribeiro Fernandes**

**Maximização de Largura de Banda em
Amplificadores de Transimpedância**

Dissertação apresentada à Universidade de Aveiro para cumprimento dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Electrónica e Telecomunicações, realizada sob a orientação científica do Doutor Luís Nero Alves, Professor Auxiliar do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro e do Doutor José Luís Cura, Professor Auxiliar do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro.

À minha família, meu pai José e minha mãe Conceição e minha namorada
Diana.
A todos os meus amigos.

o júri

presidente

Doutor Rui Luís Andrade Aguiar
Professor Auxiliar da Universidade de Aveiro

Doutora Guiomar Gaspar de Andrade Evans
Professora Auxiliar do Departamento de Física da Faculdade de Ciências da Universidade de Lisboa

Doutor Luís Filipe Mesquita Nero Moreira Alves
Professor Auxiliar da Universidade de Aveiro

Doutor José Luís Vieira Cura
Professor Auxiliar da Universidade de Aveiro

agradecimentos

Em primeiro lugar cabe-me agradecer aos meus pais, pois é graças ao seu apoio e motivação durante este e demais trabalhos realizados durante a minha formação que esta tese é possível.

Agradeço à minha namorada, Diana, pela sua presença e motivação nos momentos mais difíceis depois das longas horas de trabalho, bem como nos momentos de distração, sempre necessários antes de cada jornada de trabalho.

Agradeço também aos meus colegas, pelo ambiente de camaradagem criado, a entreaajuda nas longas horas de estudo, e os bons momentos que vão marcar a minha formação e ficar na memória para sempre.

Deixo para o fim, o agradecimento a quem directamente colaborou no meu trabalho. Ao Doutor L. N. Alves, meu orientador, que me surpreendeu pela positiva com um apoio e orientação incansável, dando-me liberdade para explorar novas ideias e pelos desafios com que me proporcionou durante os longos meses de trabalho. Ao Doutor J.L. Cura, meu co-orientador, pela visão e forma assertiva como me aconselhava nas várias reuniões de trabalho e pela paciência com que colaborou nas várias revisões do trabalho.

À Universidade de Aveiro e Instituto de Telecomunicações em particular pelas excelentes condições fornecidas.

A todos o meu grande Obrigado,

José Alberto Fernandes.

palavras-chave

Ressonância indutiva, realimentação, largura de banda, máxima planitude em amplitude.

resumo

A largura de banda é um dos parâmetros mais críticos no desenho de amplificadores. Como tal as técnicas de aumento de largura de banda têm assumido um papel cada vez mais importante.

Uma das técnicas de aumento de largura de banda mais aplicadas no desenho de circuitos com elevada largura de banda é a ressonância indutiva. Técnica esta, que ao longo dos anos foi originando uma série de malhas, com aplicações nos mais variados circuitos.

Neste trabalho são estudadas algumas destas malhas de ressonância indutiva com uso mais generalizado. O critério adoptado para o dimensionamento destas malhas foi o critério de resposta na frequência com magnitude monotonicamente decrescente.

Finalmente é analisada a aplicabilidade destas técnicas de ressonância indutiva a amplificadores com retroacção.

keywords

Inductive peaking, feedback, bandwidth, maximally flatness.

abstract

The bandwidth is one of the most critical parameters in the design of amplifiers. Thus, techniques that increase the bandwidth have assumed an increasingly importance role.

One of the most applied bandwidth extension techniques in the design of circuits with great bandwidth is the inductive peaking. This technique has originated, along the years, several meshes with applicability in the most variable circuits.

In this work, some of those inductive peaking meshes are studied with a generalised application. The criterion adopted for the design of those meshes is the frequency response with monotonic decreasing magnitude.

Finally is analysed the applicability of these inductive peaking techniques in feedback amplifiers.

Índice

1	Introdução	1
1.1.	Técnicas de extensão de largura de banda	2
1.1.1.	Ressonância indutiva	2
1.1.2.	Ressonância capacitiva	3
1.1.3.	Realimentação com atraso.....	3
1.2.	Objectivos e motivação	4
1.3.	Metodologia.....	4
1.4.	Estrutura da dissertação	5
2.	Extensão de largura de banda	7
2.1.	Restrições de largura de banda	7
2.2.	Produto ganho x largura de banda	8
2.3.	Limites do GBW.....	9
2.4.	Ressonância na frequência	9
2.4.1.	Ressonância indutiva	9
2.4.2.	Ressonância capacitiva	12
2.5.	Máxima planitude em amplitude	14
2.6.	Conclusão	18
3.	Ressonância indutiva	21
3.1.	Análise das topologias	22
3.1.1.	Ressonância série com 2 pólos	22
3.1.2.	Ressonância série com 3 pólos	26
3.1.3.	Ressonância paralelo-série	27

3.1.4.	Ressonância paralelo com 2 pólos	31
3.1.5.	Ressonância paralelo com 3 pólos	32
3.2.	Conclusão	35
4.	Ressonância em circuitos realimentados.....	37
4.1.	Técnica de ressonância indutiva em circuitos realimentados.....	38
4.1.1.	Amplificador genérico de transimpedância	38
4.1.2.	Método de <i>Rosenstark</i> e função de transimpedância.....	39
4.1.3.	Condições de MPA para as várias malhas com realimentação	41
4.2.	Aplicação das topologias em amplificadores de transimpedância	42
4.3.	Casos de estudo	44
4.3.1.	Amplificador de referência.....	44
4.3.2.	Normalizações aplicadas às funções de transimpedância	45
4.3.3.	Malha de ressonância série, 2 pólos, com realimentação	46
4.3.4.	Malha de ressonância série, 3 pólos, com realimentação	49
4.3.5.	Malha de ressonância paralelo, 2 pólos, com realimentação	53
4.3.6.	Malha de ressonância paralelo, de 3 pólos, com realimentação.....	58
4.4.	Conclusão	61
5.	Aplicação prática do estudo.....	63
5.1.	Aplicação entre dois andares de ganho	63
5.2.	Aplicação num circuito realimentado	68
5.3.	Conclusão	74
6.	Conclusões.....	75
6.1.	Linhas de investigação futuras	76
	Referências bibliográficas.....	79

Índice de figuras

Figura 2 1: Malhas de ressonância indutiva [1]: a) ressonância série com 2 pólos, b) ressonância série com 3 pólos, c) ressonância paralelo-série, d) ressonância paralelo com 2 pólos, e) ressonância paralelo com 3 pólos.	10
Figura 2 2: Amplificador de transimpedância genérico.	12
Figura 2 3: Pólos para diferentes valores de n , segundo Butterworth.	15
Figura 2 4: Posição dos pólos e zeros de funções do tipo $n=m-1$, nas condições de MPA.	17
Figura 3 1: Configurações mais comuns com respectivos BWER e adaptações.	23
Figura 3 2: BWER e m do circuito de ressonância série com 2 pólos.	25
Figura 3 3: Solução de k_c e m do circuito de ressonância série, 3 pólos.	26
Figura 3 4: BWER do circuito de ressonância série, 3 pólos.	26
Figura 3 5: m_1 do circuito ressonância paralelo-série para diferentes valores de k_r	29
Figura 3 6: BWER do circuito ressonância paralelo-série para diferentes valores de k_r	29
Figura 3 7: m_2 do circuito ressonância paralelo-série para diferentes valores de k_r	29
Figura 3 8: BWER do circuito ressonância paralelo-série, para diferentes valores de k_c	29
Figura 3 9: m_2 do circuito ressonância paralelo-série, para diferentes valores de k_c	30
Figura 3 10: m_1 do circuito ressonância paralelo-série, para diferentes valores de k_c	30
Figura 3 11: BWER e m do circuito ressonância paralelo, variando o factor k_r entre 0 e 1.	32
Figura 3 12: k_b e m do circuito.	34
Figura 3 13: BWER e elevação do circuito.	34
Figura 3 14: Resposta em frequência do circuito, para k_r de 0.74.	34
Figura 4 1: Esquema do amplificador de transimpedância genérico.	38
Figura 4 2: Amplificador de transimpedância de referência.	44
Figura 4 3: BWER obtido para circuito de ressonância série de 2 pólos com realimentação em função do RR	47
Figura 4 4: Relação k entre constantes de tempo do pólo de entrada e do pólo do <i>interstage</i>	47
Figura 4 5: Solução de m em função do RR	47

Figura 4 6: Sobre-elevação para A.T. com malha R.I. 2 pólos, variando indutância entre 50% e 150%.....	48
Figura 4 7: BWER para A.T. com malha R.I. 2 pólos, variando indutância entre 50% e 150%.....	48
Figura 4 8: Relação k entre constantes de tempo do pólo de entrada e do pólo do <i>interstage</i>	51
Figura 4 9: BWER obtido com circuito em causa em relação à referência de 1ª ordem e ao circuito sem compensação em função do RR.	51
Figura 4 10: Sobre-elevação para A.T. com malha R.I. 3 pólos, variando indutância entre 50% e 150%.....	52
Figura 4 11: BWER para A.T. com malha R.I. 3 pólos, variando indutância entre 50% e 150%.....	52
Figura 4 12: BWER obtido com A.T. compensado com R.P., 2 pólos, em relação à referência de 1ª ordem e ao circuito sem compensação em função do RR.	54
Figura 4 13: Relação k entre constantes de tempo do pólo de entrada e do pólo do <i>interstage</i> , para o A.T. compensado com R.P., 2 pólos.	54
Figura 4 14: BWER para A.T. com malha R.P. 2 pólos, variando indutância entre 50% e 180%.....	56
Figura 4 15: Resposta em frequência do amplificador com indutância a valer 170% (esquerda) e 210%(direita).	56
Figura 4 16: BWER para A.T. com malha R.P. 2 pólos, variando indutância entre 190% e 240% da solução.	57
Figura 4 17: Relação k entre constantes de tempo do pólo de entrada e do pólo do <i>interstage</i> , para o A.T. compensado com R.P., 2 pólos.	59
Figura 4 18: BWER obtido com A.T. compensado com R.P., 3 pólos, em relação à referência de 1ª ordem e ao circuito sem compensação em função do RR.	59
Figura 4 19: BWER para A.T. com malha R.P. 2 pólos, variando indutância entre 50% e 180%.....	60
Figura 5 1: Esquema de pequenos sinais antes de aplicação da indutância.	64
Figura 5 2: Circuito de teste da malha de ressonância indutiva.	64
Figura 5 3: Circuito de 2 andares de ganho sem compensação.	66
Figura 5 4: Circuito de 2 andares de ganho com compensação.	66

Figura 5 5: Resposta em frequência do amplificador, sem compensação (out_sc), com compensação (out_cc).	67
Figura 5 6: Distorção harmónica total do circuito de dois andares de amplificação, com e sem compensação.	68
Figura 5 7: Circuito de teste realimentado.	69
Figura 5 8: <i>Layout</i> do circuito realimentado de teste sem compensação.	70
Figura 5 9: <i>Layout</i> do circuito realimentado de teste com compensação.	70
Figura 5 10: Resposta em frequência do amplificador, sem compensação (out_s), com compensação (out_c).	71
Figura 5 11: Resposta do amplificador de transimpedância à onda quadrada. (out_c-compensado, out_s-sem compensação).....	72
Figura 5 12:Distorção Harmónica Total do circuito de dois andares de amplificação, com e sem compensação.	73

Índice de tabelas

Tabela 2-1: Funções de transferência normalizadas, com respectivas transformações e BWER.....	11
Tabela 3-1: Alguns pontos de referência da Figura 3-2 em relação ao BWER	25
Tabela 3-2: Valores de <i>kc</i> a partir dos quais de observa sobreelevação ($1 \times 10 - 3$) para determinados valores de <i>kr</i> e respectivo BWER.	30
Tabela 4-1: Função de transimpedância do amplificador com as condições de MPA	43
Tabela 4-2: Normalizações efectuadas na função de transimpedância do amplificador, para cálculo das condições de MPA.	45
Tabela 4-3: Valor aproximado do pico em dBs para A.T. com malha R.P, 2 pólos, para diferentes indutâncias.	57
Tabela 4-4: Valor da sobreelevação em dBs para A.T. com malha R.P, 3 pólos, para diferentes indutâncias.	60
Tabela 5-1: Valores dos elementos dos dois <i>interstage</i> isolados onde vai ser aplicada a indutância.....	64
Tabela 5-2: Valor dos elementos do circuito de teste de dois andares.	64
Tabela 5-3: Valores dos elementos do <i>interstage</i> onde vai ser aplicada a indutância.	69
Tabela 5-4: Dimensão e valores dos elementos do amplificador de teste.....	70
Tabela 5-5: Valores DC à saída e larguras de banda do circuito, variando a parametrização dos transístores.....	73

Acrónimos

AMS	Áustria Microsystems
BiCMOS	Bipolar Junction Transistor / Metal Oxide Semiconductor
BWER	Bandwidth Extension Ratio
CMOS	Complementary Metal Oxide Semiconductor
DHT	Distorção Harmónica Total
GBW	Gain Bandwidth Product

Introdução

O crescente aumento da velocidade de transmissão nos sistemas de comunicação exige um aumento de velocidade nos respectivos componentes electrónicos. Aplicações ópticas, assim como a própria Ethernet, requerem circuitos electrónicos com grande largura de banda, circuitos cujo custo e complexidade têm grande influência na implementação e disseminação do produto final. O futuro da investigação em electrónica passa pelo desenvolvimento de circuitos cada vez mais rápidos, com largura de banda maior, em tecnologias que permitam uma produção a preço o mais competitivo possível, pois assim é possível garantir o sucesso comercial e obter o retorno financeiro esperado do investimento feito na investigação e desenvolvimento de sistemas electrónicos.

É com base no princípio de maior velocidade, com o menor custo possível, que se vai desenvolver o presente trabalho, nomeadamente através do aumento da largura de banda de amplificadores de transimpedância, sob a condição prévia de resposta do tipo Máxima Planitude em Amplitude (MPA).

Os amplificadores de elevada largura de banda são elementos críticos nos sistemas de comunicações, de modo que, as limitações e potencialidades destes se vão manifestar na globalidade do sistema. Portanto, se o objectivo é aumentar a taxa de transmissão de um determinado sistema, é necessário aumentar a largura de banda dos seus elementos, nomeadamente do amplificador por se tratar de bloco que geralmente se apresenta como o mais limitativo neste tipo de sistemas.

A presente tese vai então debruçar-se sobre o trabalho desenvolvido no estudo das técnicas de aumento de largura de banda, aplicáveis no desenho de amplificadores com elevada largura de banda.

1.1.Técnicas de extensão de largura de banda

As técnicas de extensão de largura de banda podem ser divididas em duas categorias, activas e passivas, dependendo da natureza dos elementos utilizados para o efeito. O presente trabalho vai basear-se nas técnicas de ressonância na frequência que utilizam elementos passivos uma vez que apresentam uma maior simplicidade, baixo custo de desenvolvimento e apresentam resultados mais eficientes em termos de consumo, objectivos importantes a considerar em qualquer projecto de engenharia.

As técnicas de ressonância na frequência podem ser divididas em: ressonância indutiva, ressonância capacitiva e realimentação com atraso [1].

1.1.1. Ressonância indutiva

As técnicas de aumento de largura de banda por ressonância indutiva baseiam-se nas propriedades ressonantes dos circuitos RLC. Estes circuitos quando correctamente sintonizados, permitem aumentar o ganho no limiar da zona de corte e deste modo, estender a largura de banda [1]. Os circuitos electrónicos são predominantemente do tipo RC pelo que o ponto fulcral da aplicação destas técnicas passa pela inserção de indutâncias no circuito, associadas ao par RC já existente. Pode-se afirmar que, de uma forma genérica, não é do interesse do projectista inserir elementos capacitivos ou resistivos no circuito uma vez que os pares RC são os responsáveis em primeira análise pelas limitações da resposta em frequência. A sua inserção deve ser sempre a mais reduzida possível, quando

analisados sob o interesse de largura de banda. A propriedade fundamental do circuito RLC que o torna bastante atractivo é o facto de este possuir mais que um pólo, possuindo pólos complexos conjugados, o que permite modelar a resposta em frequência e sintonizar a frequência de oscilação do circuito RLC à zona de corte do circuito em causa.

Esta técnica foi objecto de vários estudos e publicações, sendo um tema actual e com contribuições científicas recentes [23], mas que padecem de análises e estudos teóricos fundamentados que amadureçam e dêem consistência aos resultados atingidos, uma vez que a maior parte das publicações se devem a resultados obtidos experimentalmente [4]. Há portanto uma necessidade de aprofundar os conhecimentos teóricos da técnica com o objectivo de eliminar o processo de simulação e análise por tentativa erro, ou então, quando tal não for possível na totalidade, obter uma linha orientadora para o mesmo.

1.1.2. Ressonância capacitiva

O acréscimo de pólos também pode ser obtido através da realimentação, uma vez que amplificadores realimentados com mais de um pólo podem apresentar ressonância na frequência, resultando no paradigma que é de a inserção de elementos da mesma natureza dos que restringem a largura de banda levar ao seu aumento. Nesta situação, a equação característica vem, entre outras, em função da resistência de realimentação e da capacidade de saída. Esta técnica, em analogia com a ressonância indutiva, designa-se por ressonância capacitiva.

1.1.3. Realimentação com atraso

Inicialmente proposta por Nero et. all [2,3], é uma técnica que utiliza elementos de atraso na malha de realimentação de modo a posicionar no local desejado os pólos dominantes, em malha fechada, do amplificador realimentado. O facto de ter realimentação negativa compensa perturbações externas e variações do processo de fabrico, dando mais robustez ao amplificador. No entanto, atrasos excessivos podem originar problemas de estabilidade.

1.2.Objectivos e motivação

As técnicas de ressonância indutiva, apesar de serem das mais largamente utilizadas na extensão de largura de banda, possuem características e configurações que podem ser alvo de estudo mais aprofundado. Este estudo pode ser acrescido de valor sempre que levar em conta a sua aplicabilidade, uma vez que algumas das análises existentes são predominantemente matemáticas sem a análise crítica sob o ponto de vista de aplicação nas diversas tecnologias. Este facto, associado às múltiplas tecnologias em que as técnicas podem ser aplicadas e aos diferentes resultados possíveis faz com que esta técnica mantenha ainda um grande interesse de investigação. Assim, o objectivo passa então por estudar uma série de topologias de ressonância indutiva, a sua aplicabilidade em BiCMOS e analisar as limitações impostas pelas não idealidades da mesma tecnologia.

Pretende-se, no final deste trabalho, perante um determinado circuito, saber qual das técnicas é possível implementar, qual o ganho em termos de largura de banda (BWER, *Bandwidth Extension Ratio*) possível para com cada configuração e qual o tipo de resposta que é possível obter, de acordo com a seguinte ordem de preferência: máxima planitude, monótona e com máximos e mínimos locais. Munido deste conjunto de características o projectista deve ser capaz de escolher, sem necessidade de recorrer a qualquer simulação, qual a topologia que apresenta melhor BWER para a resposta pretendida.

1.3.Metodologia

A presente tese divide-se em duas grandes partes: numa primeira parte será feita uma análise teórica das várias topologias a utilizar, tanto nas técnicas de ressonância indutiva clássicas como na aplicação das mesmas com realimentação. Na segunda parte será simulada uma malha de ressonância indutiva, numa situação não ideal para validar o estudo feito. Posteriormente será desenhado um circuito de teste nomeadamente um amplificador de transimpedância e será, em função do estudo realizado anteriormente,

escolhida uma topologia a utilizar que melhores resultados apresenta para o circuito em causa.

A primeira parte do estudo será feita recorrendo à ferramenta de cálculo MATLAB, onde será utilizada a Symbolic Math Toolbox na resolução das equações e a Signal Processing Toolbox para obtenção da resposta em frequência.

A segunda parte da tese (desenho de *layout* dos circuitos de teste), será feita recorrendo aos *design-kits* da AMS (Áustria Microsystems) disponíveis ao abrigo do protocolo firmado entre a Universidade de Aveiro e o Europractice, dentro do ambiente de desenho integrado Cadence.

1.4.Estrutura da dissertação

A tese encontra-se estruturada de forma sequencial, de acordo com o trabalho que foi sendo desenvolvido. Inicia-se nas malhas típicas de aplicação em Ressonância Indutiva que foram alvo de estudo no trabalho sobre o qual a tese incide, terminando no *layout* do amplificador de transimpedância compensado com a malha de Ressonância Indutiva.

No Capítulo 2 é apresentada toda a base teórica em que o trabalho é fundamentado, ficando desde logo referida a tecnologia que vai ser utilizada e quais as razões que levaram a esta escolha. São abordados os limites de largura de banda em circuitos electrónicos de modo a introduzir as técnicas de aumento de largura de banda e respectivos limites. Para finalizar o capítulo é feita uma exposição do tipo de resposta em amplitude pretendida, sendo esta do tipo máxima planitude em amplitude, bem como das condições matemáticas que caracterizam a mesma.

O Capítulo 3 é o ponto de partida do trabalho desenvolvido, com vista ao estudo de uma série de malhas de ressonância indutiva. No respectivo estudo são analisados os ganhos em termos de aumento de largura de banda, na aplicação típica da malha, mas para além disso, são estudadas as variações do mesmo quando a malha não pode ser aplicada na forma

ideal. São ainda investigadas as repercussões em termos de perdas de ganho de largura de banda, das resistências e capacidades não consideradas nas malhas em causa.

Como o aumento de largura de banda é para aplicação em amplificadores de transimpedância, é importante analisar os efeitos provenientes da realimentação nas malhas de ressonância indutiva, bem como na relação entre o pólo de entrada e do *interstage*, na resposta do amplificador. Esta análise, de nível puramente teórico, mantendo um elevado grau de generalidades, de forma a poder ser aplicada a qualquer malha, é feita no Capítulo 4. São aplicados os resultados obtidos a um amplificador de transimpedância genérico. São também analisadas as repercussões das não idealidades da indutância a adicionar ao circuito.

De modo a validar o trabalho realizado vai ser testada uma malha com aplicação isolada entre dois andares de ganho, de modo a repercutir o trabalho desenvolvido no Capítulo 3 e uma malha inserida no *interstage* de um amplificador de transimpedância de modo a reflectir o trabalho e respectivos resultados, presentes nos Capítulos 4. Esta simulação, em modo esquemático com respectivo *layout* é feita no Capítulo 5.

Por fim, no Capítulo 6, é feita uma revisão geral a todo o trabalho realizado, apresentando as principais conclusões acerca dos resultados obtidos. São enunciadas as contribuições do trabalho para a temática em causa bem como as respectivas limitações e são apresentadas as linhas de investigação futura.

2. Extensão de largura de banda

No presente capítulo serão expostas as duas técnicas de aumento de largura de banda que se baseiam no fenómeno de ressonância na frequência: a ressonância indutiva e a ressonância capacitiva. Serão apresentadas as limitações de largura de banda bem como os limites máximos de expansão da mesma. Para a ressonância indutiva será apresentado um conjunto de malhas base com os respectivos BWER, assim como o valor das indutâncias a adicionar ao circuito e as transformações realizadas. Para a ressonância capacitiva será feita uma breve apresentação da técnica e apresentado um exemplo de aplicação. Por fim, como o objectivo do trabalho é aumentar a largura de banda, mantendo uma resposta do tipo Máxima Planitude em Amplitude (MPA), serão apresentados os pressupostos teóricos para que as funções sem zeros (polinómios de Butterworth) e as funções em que o número de zeros é igual ao número de pólos menos um, tenham a resposta pretendida.

2.1. Restrições de largura de banda

Nos circuitos de amplificação, a largura de banda do amplificador tipicamente é imposta pelo pólo dominante, pólo este formado pelo par RC existente nos andares de maior ganho. As capacidades que originam o pólo têm origem nos elementos activos de cada andar e nas

linhas que interligam os vários andares de amplificação que, dependendo do seu comprimento, podem ter um contributo significativo ou não. Por sua vez, os elementos resistivos estão principalmente associados à resistência que vai controlar o ganho do andar, podendo sofrer reduções significativas devido às impedâncias de entrada e saída dos elementos activos existentes em paralelo. É de realçar ainda que, todos estes elementos podem sofrer alterações, quando entre os andares é inserida uma malha de adaptação [1].

2.2.Produto ganho x largura de banda

Nos circuitos de amplificação o produto do ganho pela largura de banda (GBW, *Gain Bandwidth Product*) é uma das características mais relevantes e que melhor avalia a qualidade dos mesmos. Característico da tecnologia numa situação limite, quando espelha a f_T da mesma, o GBW é um dos maiores desafios impostos aos projectistas de circuitos electrónicos. Sendo limitado o GBW, tradicionalmente os desenhadores de circuitos electrónicos, têm de encontrar o melhor compromisso entre ganho e largura de banda, mas os requisitos, por vezes, tornam este compromisso insuficiente face às necessidades. Para resolver esta limitação, foram procuradas soluções, com variadas aproximações, que permitissem aos projectistas minimizar este constrangimento.

Desde os primórdios da electrónica que existem estratégias para melhorar o produto do ganho pela largura de banda, que nos tempos recentes, devido às exigências dos sistemas de comunicações, ganharam uma importância vital. Diferentes estratégias podem melhorar o GBW, nomeadamente. i) aumentar o ganho mantendo a largura de banda; ii) aumentar a largura de banda mantendo o ganho; ou iii) aumentar tanto o ganho como a largura de banda.

2.3.Limites do GBW

Como foi demonstrado em estudos anteriores [1] baseados nas descobertas de Bode, existe um limite máximo associado à extensão do GBW. Para topologias de 2 terminais esse limite é de $2gm/C$ [1]. Para topologias de 4 terminais foi também demonstrado que o limite da extensão de largura de banda é dado por $\pi^2/4$ vezes o limite do produto ganho x largura de banda de 2 terminais [1], isto é $\pi^2 gm/2C$.

2.4.Ressonância na frequência

Na presente secção serão aprofundadas as técnicas de aumento de largura de banda baseadas na ressonância na frequência apresentadas anteriormente. É com base nos casos aqui apresentados, em especial na ressonância indutiva, que se vai basear todo o trabalho desenvolvido, explorando não idealidades e um método de aplicação alternativo, de extrema importância em circuitos de amplificação em sistemas realimentados.

2.4.1. Ressonância indutiva

A técnica de extensão de largura de banda de ressonância na frequência mais estudada é a técnica de ressonância indutiva. É uma técnica passiva de fácil aplicação e que apresenta a grande vantagem de não alterar o ganho a baixas frequências ao contrário das técnicas comuns de microondas. Uma série de malhas já foram implementadas com sucesso [7,10-16] de entre as quais se destacam as presentes em [1, 22] e que serão analisadas no corrente trabalho. É portanto uma técnica que já apresentou vários resultados e que é fruto de investigação e publicação científica na actualidade [23]. De seguida será apresentado um esquema, a função de transimpedância e as transformações efectuadas em cada malha, onde se incluem malhas de dois terminais e malhas de quatro terminais, que apresentam

diferentes taxas de extensão de largura de banda. Como foram previamente estudados em [1], a tabela 1 apresenta o resumo dos resultados obtidos em termos da BWER para cada malha, as condições para MPA e a relação entre a BWER obtido e o valor máximo para a topologia em causa.

Todas as malhas usaram como referência o circuito de primeira ordem composto pelo par RC, em que R representa a resistência equivalente e C representa a soma das capacidades concentradas naqueles pontos, antes da inserção da indutância. Deste modo as transformações realizadas com vista à normalização foram as seguintes:

$$\omega_r = \frac{1}{RC} \quad (2.1)$$

$$L = mR^2C \quad (2.2)$$

De seguida, serão apresentadas as malhas com as respectivas funções de transferência normalizadas e as transformações realizadas com $u = s/\omega_r$.

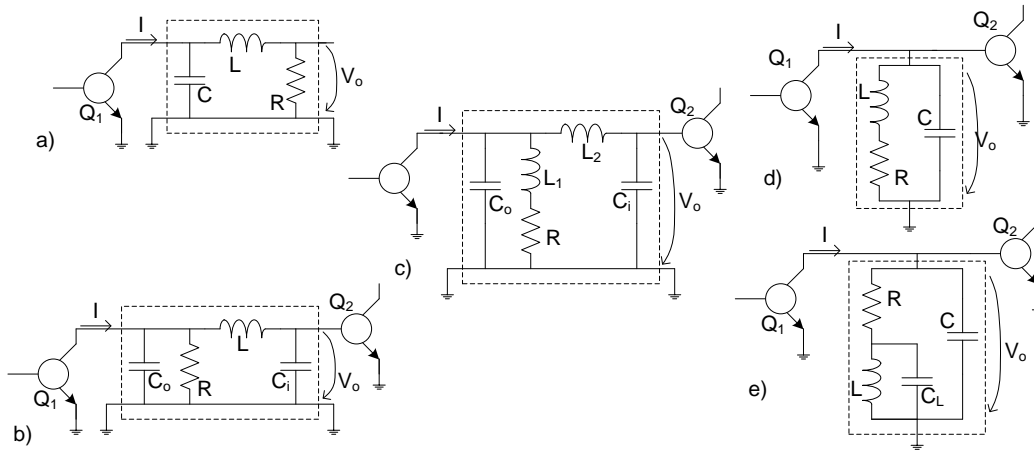


Figura 2-1: Malhas de ressonância indutiva [1]: a) ressonância série com 2 pólos, b) ressonância série com 3 pólos, c) ressonância paralelo-série, d) ressonância paralelo com 2 pólos, e) ressonância paralelo com 3 pólos.

			Condição MPA	BWER	BWER/LIMITE
a)	$L = m_1 R^2 C$	$H_u = \frac{1}{1 + u + m_1 u^2}$	$m_1 = 0.5$	$\sqrt{2}$	28.6%
b)	$L = m_1 R^2 (C_i + C_o)$ $m_2 = C_i / (C_i + C_o)$	$H_u = \frac{1}{1 + u + m_1 m_2 u^2 + m_1 m_2 (1 - m_2) u^3}$	$m_1 = \frac{2}{3}$ $m_2 = \frac{3}{4}$	2	40.5%
c)	$m_1 = L_1$ $m_2 = L_2$ $m_3 = C_i$	$H_u = \frac{1 + m_1 u}{1 + u + (m_1 + m_2 m_3) u^2 + m_2 m_3 (1 - m_3) u^3 + m_1 m_2 m_3 (1 - m_3) u^4}$	$m_1 = 0.1464$ $m_2 = 0.6036$ $m_3 = 0.5858$	2.61	52.8%
d)	$L = m_1 R^2 C$	$H_u = \frac{1 + m_1 u}{1 + u + m_1 u^2}$	$m_1 = \sqrt{2} - 1$	1.72	86%
e)	$L = m_1 R^2 C$ $C_L = m_2 C$	$H_u = \frac{1 + m_1 u + m_1 m_2 u^2}{1 + u + m_1 (1 + m_2) u^2 + m_1 m_2 u^3}$	$m_1 = 0.414$ $m_2 = 0.354$	1.84	92%

Tabela 2-1: Funções de transferência normalizadas, com respectivas transformações e BWER.

Em relação aos resultados demonstrados no trabalho em causa [1], as malhas de dois terminais, apesar de apresentarem um BWER modesto em relação às malhas de quatro terminais, apresentam grandes rendimentos quando analisadas sob o ponto de vista de BWER máximo para a topologia. São portanto malhas de grande simplicidade, que aproveitam praticamente ao máximo o BWER que lhes é permitido, não sendo interessante, sob o ponto de vista de ganho de largura de banda, um aumento da complexidade das mesmas, uma vez que o tecto deste crescimento é conhecido à partida (o limite do aumento do GBW é de 2, como está referido no capítulo 2.3) e está bastante próximo dos ganhos alcançados (1.72 e 1.84, Tabela 2-1).

As malhas com uma topologia de quatro terminais, como foi referido acima apresentam um maior BWER ($\sqrt{2}$ e 2, Tabela 2-1), no entanto este aumento é ainda bastante limitado uma vez que coloca as malhas, no melhor dos casos, a aproximadamente metade do valor máximo teórico (aumento de $\pi^2/2$ do GBW, capítulo 2.3). Estes valores levam a concluir que é espectável um aumento do BWER com o aumento da complexidade das malhas, uma vez que os possíveis ganhos em termos de BWER são bastante atraentes, sendo portanto uma via de investigação com promessas de resultados atraentes.

2.4.2. Ressonância capacitiva

A técnica de ressonância capacitiva, utiliza a realimentação para adicionar os pólos de entrada/saída ao sistema [8], criando um efeito ressonante, que pode levar o sistema à instabilidade ou, como é o caso pretendido, aumentar a largura de banda. A natureza e o valor da malha de realimentação, assim como o valor da capacidade de entrada e de saída, vão ser as variáveis da equação característica, que permitem a sintonia da resposta em frequência, através do deslocamento dos pólos. Esta técnica está intimamente ligada a sistemas realimentados, uma vez que, apenas deste modo é possível manipular as capacidades de entrada e saída de modo a arquitectar um sistema que expande a largura de banda [1]. Uma demonstração é feita em [1].

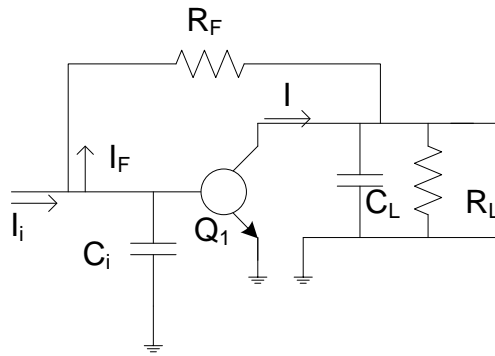


Figura 2-2: Amplificador de transimpedância genérico.

Partindo de um amplificador de transimpedância genérico como o da Figura 2-2, o ganho em malha aberta é dado por:

$$Z_0(s) = -\frac{g_m R_F (R_F // R_L)}{(1 + s R_F C_i)(1 + s (R_F // R_L) C_L)} \quad (2.3)$$

$$Z_0(s) \approx -\frac{g_m R_F^2}{(1 + s R_F C_i)(1 + s R_F C_L)} \quad (2.4)$$

Onde g_m representa a transcondutância do transistor e a aproximação parte do pressuposto que $R_F \ll R_L$. Sabendo que o factor de realimentação é dado por $\beta = -1 / R_F$, a função de transferência em malha fechada vai ser dada por:

$$Z_F(s) = \frac{Z_0(s)}{1 + \beta Z_0(s)} \quad (2.5)$$

$$Z_F(s) \approx -\frac{g_m R_F^2}{1 + g_m R_F} \times \frac{1}{1 + s \frac{R_F(C_i + C_L)}{1 + g_m R_F} + s^2 \frac{R_F^2 C_i C_L}{1 + g_m R_F}} \quad (2.6)$$

Observa-se portanto que os pólos do sistema vêm em função das capacidades C_i e C_L , da resistência de realimentação e da transcondutância do transistor. Deste modo é possível, através do rearranjo destes elementos, definir com relativa liberdade a localização dos pólos do sistema e desse modo modular a resposta em frequência do mesmo.

Para obter um desenho de Butterworth, é necessário que a equação característica, com ganho DC normalizado obedeça ao polinómio de Butterworth de ordem 2. Definindo $\tau_i = R_F C_i$, $\tau_o = R_F C_L$ e $r = \tau_o / \tau_i$ e resolvendo a equação característica com a forma de Butterworth, resulta em $\omega_n = (1 + r) / (r \tau_i \sqrt{2})$. Sabendo que o circuito de referência de primeira ordem, composto pelo mesmo amplificador mas sem capacidade de saída C_o tem uma frequência de corte $\omega_r = (1 + g_m R_F) / \tau_i = (1 + r)^2 / \tau_i 2r$, a BWER é dada por:

$$BWER = \frac{\omega_n}{\omega_r} = \frac{\sqrt{2}}{1 + r} \quad (2.7)$$

É portanto observada uma relação directa entre a BWER e a relação entre as capacidades, quando se está sob as condições de MPA.

Como é referido em [1], na implementação prática é necessário ter em conta diversas variações da formalização apresentada, a carga pode não ser desprezável na associação em paralelo com a resistência de realimentação e o facto de os elementos parasitas da resistência de realimentação poderem tornar o factor de realimentação dependente da frequência.

2.5.Máxima planitude em amplitude

Uma função de transferência genérica, com n pólos sem nenhum na origem e sem zeros tem uma equação característica do tipo,

$$F(\omega^2) = K(1 + a_2\omega^2 + a_4\omega^4 + \dots) \quad (2.8)$$

onde K é uma constante real. Analisando a mesma em termos de planitude, esta função não é plana para nenhuma ordem. No entanto, quando se verifica $a_2 = 0$ e $a_4 \neq 0$, esta diz-se plana para primeira ordem. Quando se verifica $a_2 = a_4 = 0$ e $a_6 \neq 0$ esta diz-se plana para segunda ordem, recorrendo à generalização, pode-se afirmar que se todos os coeficientes de ω excepto o de maior grau, ω^{2n} , forem zero, então a função é plana para ordem $n-1$ [17], a máxima ordem possível sem se tornar numa função passa tudo, portanto uma função do tipo Máxima Planitude em Amplitude.

A primeira aplicação desta propriedade de MPA, foi pela primeira vez proposta por Butterworth no seu artigo “On the theory of filters amplifiers” na “Wireless Engineer” de 1930, razão pela qual este polinómio se denomina também por polinómio de Butterworth. Os factores dos polinómios de Butterworth para diferentes ordens são bastante conhecidos, principalmente devido à sua aplicação no desenho de filtros e podem ser obtidos da seguinte forma:

$$B_n(s) = \prod_{k=1}^{\frac{n}{2}} \left[s^2 - 2s \cos\left(\frac{2k+n-1}{2n}\pi\right) + 1 \right] \quad (2.9)$$

$$B_n(s) = (s + 1) \prod_{k=1}^{\frac{n-1}{2}} \left[s^2 - 2s \cos\left(\frac{2k+n-1}{2n}\pi\right) + 1 \right] \quad (2.10)$$

em que a primeira equação é utilizada para polinómios de ordem par e a segunda para polinómios de ordem ímpar. Os polinómios de Butterworth apresentam a particularidade de possuir todos os pólos sobre um semi-circulo no lado esquerdo do plano complexo, de modo que a frequência de corte de todos os pólos é a mesma.

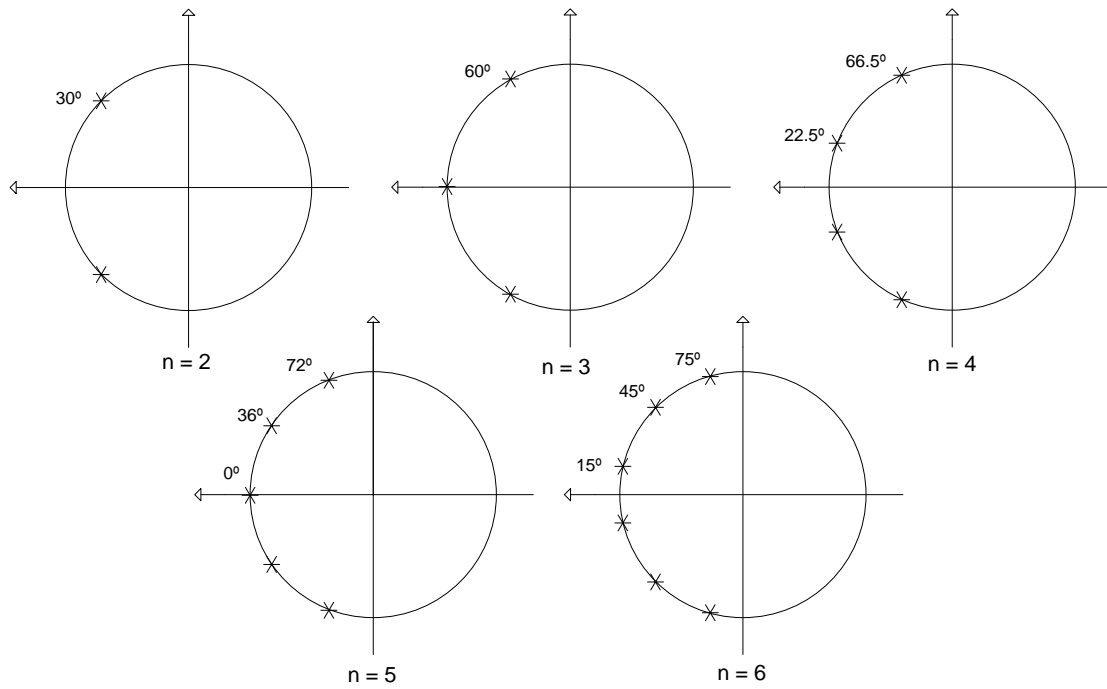


Figura 2-3: Pólos para diferentes valores de n, segundo Butterworth.

Assim para obter aplicações do tipo MPA, quando a função de transferência não tem zeros, é necessário que a equação característica tenha a forma polinomial de Butterworth.

No entanto, respostas do tipo MPA podem ser obtidas com funções de transferência compostas por pólos e zeros, tendo que o número de zeros não exceder o número de pólos [17]. Neste caso a função de transferência tem uma forma do tipo:

$$|G_n(\omega)|^2 = G_0^2 \frac{1 + a_2\omega^2 + a_4\omega^4 + \dots + a_{2m}\omega^{2m}}{1 + b_2\omega^2 + b_4\omega^4 + \dots + b_{2n}\omega^{2n}} \quad (2.11)$$

As condições de MPA [18,19] são bem conhecidas e podem resumir-se do seguinte modo:

$$a_{2k} = b_{2k}, \quad k = 1, 2, 3, \dots, m$$

$$b_{2k} = 0, \quad k = m + 1, m + 2, \dots, n - 1 \quad (2.12)$$

$$b_{2n} \neq 0$$

Estudos anteriores mostram a posição das singularidades no plano complexo, para funções do tipo $n = m - 1$, obedecendo à condição de MPA e demonstram uma forma rápida e

sistemática de os obter. O'Neill e Ghausi demonstraram no seu artigo “A Class of Realizable Maximally Flat Magnitude Driving-Point Functions” que as singularidades para n par são obtidas por:

$$W_n(s) = \frac{(s+1) \prod_{l=1}^{\frac{n-2}{2}} (s^2 + 2s \cos \theta_l + 1)}{\prod_{k=1}^{\frac{n}{2}} (s^2 + 2s \cos \theta_k + 1)} \quad (2.13)$$

$$\theta_l = l \frac{\pi}{n} \quad (2.14)$$

$$\theta_k = (2k - 1) \frac{\pi}{(2n+1)} \quad (2.15)$$

e para n ímpar as singularidades são dadas por:

$$W_n(s) = \frac{\prod_{l=1}^{\frac{n-1}{2}} (s^2 + 2s \cos \theta_l + 1)}{(s+1) \prod_{k=1}^{\frac{n-1}{2}} (s^2 + 2s \cos \theta_k + 1)} \quad (2.16)$$

$$\theta_l = (2l - 1) \frac{\pi}{2n} \quad (2.17)$$

$$\theta_k = k \frac{\pi}{(n+1)} \quad (2.18)$$

A distribuição das mesmas no plano complexo pode ser observada na Figura 2-4.

Uma particularidade destas funções é que, ao contrário das de Butterworth não apresentam uma frequência de corte única a -3dB, a magnitude normalizada vem em função de n e é dada por [18]:

$$|W_n(1)|^2 = \frac{n}{n+1} \quad (2.19)$$

resultando que apenas para $n = 1$ se verifica que a metade da potência é atingida para ω unitário. A frequência de corte a -3dB é obtida resolvendo a seguinte equação:

$$1 = \omega_{3dB}^{2n} (2 - \omega_{3dB}^2) \quad (2.20)$$

o que indica que $1 \leq \omega_{3dB} < \sqrt{2}$ para todo o n , em que o limite ω_{3dB} para n infinito é $\sqrt{2}$.

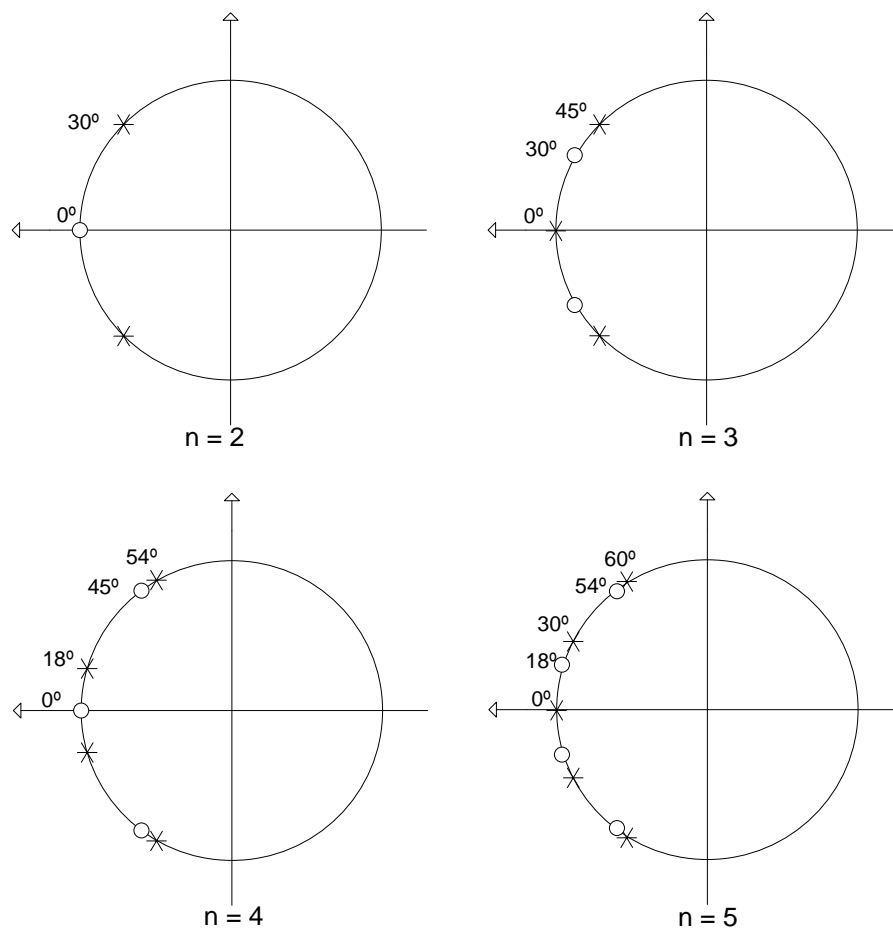


Figura 2-4: Posição dos pólos e zeros de funções do tipo $n=m-1$, nas condições de MPA

Quando o número de pólos da função de transferência é diferente do número de zeros menos um, é importante ter em conta o cancelamento pólo-zero, uma vez que desse modo o potencial de expansão de largura de banda é reduzido [19] e as regras acima citadas não podem ser aplicadas na íntegra.

De uma forma geral, obedecendo às regras anteriormente descritas para MPA, pode-se afirmar que é condição necessária e suficiente que os termos com o mesmo grau entre numerador e denominador do módulo da resposta em frequência tenham o mesmo valor [1].

Desta forma, para uma equação característica do tipo:

$$H(s) = \frac{b_0 + b_1 s + \dots + b_m s^m}{a_0 + a_1 s + \dots + a_n s^n} \quad (2.21)$$

a magnitude da resposta é dada por:

$$|H(j\omega)|^2 = \frac{(b_0 - b_2 \omega^2 + b_4 \omega^4 - \dots)^2 + \omega^2 (b_1 - b_3 \omega^2 + b_5 \omega^4 - \dots)^2}{(a_0 - a_2 \omega^2 + a_4 \omega^4 - \dots)^2 + \omega^2 (a_1 - a_3 \omega^2 + a_5 \omega^4 - \dots)^2} \quad (2.22)$$

Aplicando a condição referida anteriormente em [1], onde mais uma vez é condição necessária e suficiente que $|H(j\omega)|^2 \leq |H(0)|^2$, obtém-se a seguinte fórmula para a solução de MPA:

$$\frac{b_0^2 + (b_1^2 - b_0^2 b_2^2) \omega^2 + \dots + (b_k^2 + 2 \sum_{u=1}^k (-1) b_{k-u} b_{k+u}) \omega^{2k} + \dots + b_m^{2m} \omega^{2m}}{a_0^2 + (a_1^2 - a_0^2 a_2^2) \omega^2 + \dots + (a_k^2 + 2 \sum_{u=1}^k (-1) a_{k-u} a_{k+u}) \omega^{2k} + \dots + a_n^{2n} \omega^{2n}} \leq \frac{b_0^2}{a_0^2} \quad (2.23)$$

que se agrupam nas seguintes inequações:

$$\begin{aligned} a_0^2 (b_1^2 - 2b_0 b_2) &\leq b_0^2 (a_1^2 - 2a_0 a_2) \\ &\dots \\ a_0^2 (b_k^2 + 2 \sum_{u=1}^k (-1)^u b_{k-u} b_{k+u}) &\leq b_0^2 (a_k^2 + 2 \sum_{u=1}^k (-1)^u a_{k-u} a_{k+u}) \\ &\dots \\ 0 &\leq a_{n-1}^2 - 2a_{n-2} a_n \end{aligned} \quad (2.24)$$

Uma vez que esta condição é universal, no sentido em que é válida para todos os valores de zeros e pólos, com a ressalva de o número de pólos ser superior ao número de zeros, esta condições foi utilizada em todo o trabalho sempre que foi necessário obter as condições de MPA

2.6.Conclusão

Estão agora apresentadas as bases que fundamentaram todo o trabalho desenvolvido. Depois de apresentada a ressonância indutiva bem como as malhas mais comumente

utilizadas e feita a referência à ressonância capacitiva, é possível com as condições de MPA descritas, explorar finalmente as não idealidades e a sua aplicabilidade em sistemas realimentados.

3. Ressonância indutiva

As topologias mais comuns de ressonância indutiva apresentam características bem documentadas. No entanto, nem sempre na aplicação destas topologias se tem as condições óptimas que permitem obter o máximo BWER. Assim vai ser feito o estudo que permite utilizar a ressonância indutiva para estender a largura de banda, em condições óptimas e sub-óptimas de aplicação. A existência de várias capacidades intrínsecas/parasitas assim como várias resistências, inacessíveis do ponto de vista do projectista, impedem uma aplicação eficiente destas técnicas. É pois interessante analisar as repercussões da existência de múltiplas resistências e múltiplas capacidades na aplicação de cada configuração. Foram escolhidas uma série de topologias de ressonância série e ressonância paralelo [1] e adicionadas resistências e capacidades, representativas dos elementos intrínsecos e parasitas dos transístores. Posteriormente foram estudados os efeitos no circuito para diferentes dimensões relativas destes elementos em relação ao seu valor de referência.

Para cada circuito estudado foi adicionada uma resistência e uma capacidade em paralelo, em cada um dos portos do circuito. Estas alterações podem contudo não surtir qualquer efeito uma vez que se podem associar com os elementos já existentes ficando a referência dada pelo paralelo dos mesmos. Mas nos casos em que a indutância é colocada em série com os elementos do par RC responsáveis pela restrição de largura de banda, o facto de estes estarem inacessíveis, vai resultar numa configuração degenerada, com uma série de características novas em termos de BWER.

Estas configurações resultantes da inserção dos elementos extra, podem ser vistas na Figura 3-1, assim como o circuito de referência.

A resistência R representa a resistência equivalente do circuito assim como a capacidade C representa a capacidade equivalente do circuito. Quando não é possível concentrar as resistências e as capacidades num único elemento devido às inserções acima citadas, vai ser utilizada a terminologia de R_i para representar a resistência intrínseca do transístor de saída, R_l para representar a resistência de carga, C_o e C_i para representar a capacidade concentrada nos portos de entrada e saída.

Para analisar estes circuitos, vão ser estudados os valores de BWER obtidos, quando é possível obter uma solução válida, segundo as condições de MPA referidas no Capítulo 2 desta tese.

3.1.Análise das topologias

Na análise das diversas topologias, vão ser estudadas, como já foi referido, as condições de MPA para todas as configurações, bem como analisadas as repercussões em termos de largura de banda e amplitude quando a capacidade e a resistência do pólo dominante se encontram distribuídas de maneira diferente entre os elementos diferenciados das malhas (Figura 3-1), ou seja, as diferentes distribuições possíveis da resistência de referência R por R_i e R_l bem como da capacidade C por C_i e C_o .

3.1.1. Ressonância série com 2 pólos

No circuito de ressonância série com 2 pólos, Figura 3-1.a, é adicionada uma resistência R_i representativa da resistência interna do transístor, e é analisado o efeito desta resistência na BWER do circuito para diferentes distribuições da resistência total R por R_i e R_l .

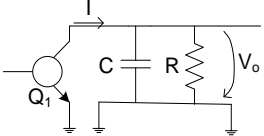
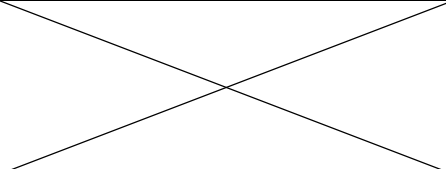
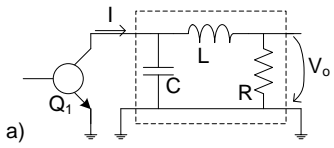
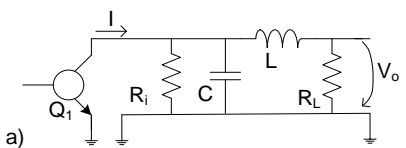
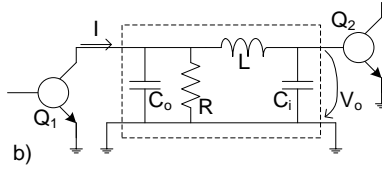
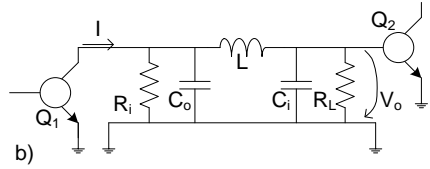
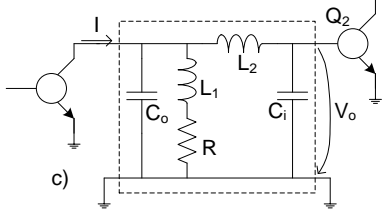
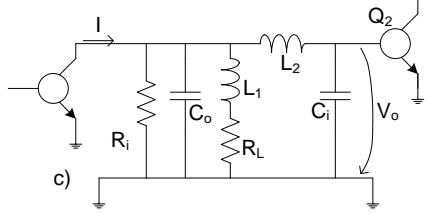
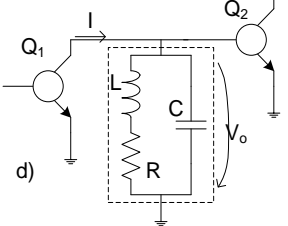
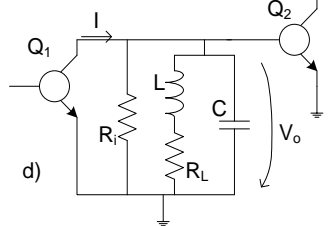
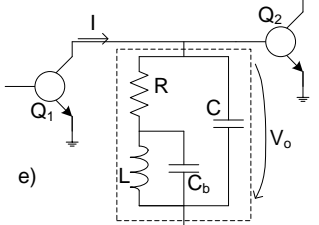
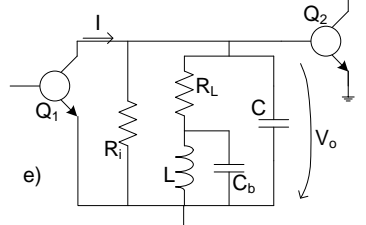
Circuito	Circuito original	BWER (original)	Circuito adaptado
Referência		1	
a		1.4142	
b		2	
c		2.61	
d		1.72	
e		1.84	

Figura 3-1: Configurações mais comuns com respectivos BWER e adaptações.

A função de transimpedância, com ganho DC normalizado do circuito em causa é dada por:

$$Z(s) = \frac{1}{1 + (mk_r(1-k_r) + 1)\frac{s}{\omega_0} + m(1-k_r)\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2} \quad (3.1)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\frac{R_i R_l}{R_i + R_l} C} \quad (3.2)$$

$$L = m \frac{R_i^2 R_l^2}{(R_i + R_l)^2} C \quad (3.3)$$

$$k_r = \frac{R_l}{R_l + R_i} \quad (3.4)$$

Variando o factor k_r entre 0 e 1 obtemos toda a gama possível de distribuição da resistência R entre R_i e R_l . É de notar que para $k_r=0$ o circuito comporta-se como no caso ideal uma vez que $R_i \gg R_l$ de modo que como as resistências estão em paralelo a resistência equivalente do circuito vai ser dada apenas por R_l . Esta aproximação pode ser feita na maior parte dos circuitos analisados.

Aplicando a condição de estritamente decrescente, obtém-se duas inequações:

$$a_1^2 - 2a_0a_2 \geq 0 \quad (3.5)$$

$$a_2^2 \geq 0 \quad (3.6)$$

A condição de máxima planitude obtém-se quando se verifica a igualdade, portanto para obter a solução m da indutância a adicionar ao circuito para cada valor de k_r , foi resolvida a equação (3.5) em ordem a m , obtendo duas soluções e, através de simulação, foi possível escolher a solução válida. A equação correspondente à inequação (3.6) apresenta solução universal, motivo pelo qual não foi utilizada.

No entanto, segundo as condições apresentadas no Capítulo 2, não foi possível obter soluções válidas para toda a gama de valores de k_r . Para valores superiores a 0.5 a solução de m são valores complexos, sem aplicação prática numa indutância, de modo que apenas

serão apresentados as soluções de m e respectivos valores de BWER na gama de k_r $[0;0.5]$.

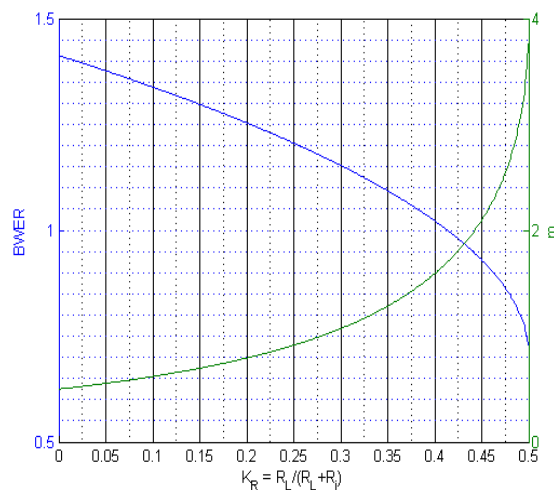


Figura 3-2: BWER e m do circuito de ressonância série com 2 pólos

k_r	BWER
0	1,4123
0.5	0,7289
0,414	1

Tabela 3-1: Alguns pontos de referência da Figura 3-2 em relação ao BWER

Relativamente à BWER desta configuração (ver Figura 3-2), constata-se que para valores de k_r a tender para zero a BWER obtido é máximo como seria de esperar e apresenta um valor muito próximo do valor máximo teórico 1.4142.

É também importante salientar o facto de esta configuração, para relações de resistências $k_r > 0.414$, apresentar uma BWER inferior a 1, de modo que a técnica é de todo não aconselhável para esta gama de resistências, uma vez que, ao contrário do pretendido, diminuí-se a largura de banda do circuito.

3.1.2. Ressonância série com 3 pólos

No circuito de ressonância série com 3 pólos (Figura 3-1.b), é adicionada uma resistência de carga R_l do lado do porto de entrada. Não é necessário adicionar qualquer capacidade uma vez que no circuito original a capacidade total C já se encontra discriminada por porto de entrada e porto de saída.

A função de transimpedância, com ganho DC normalizado do circuito em causa é dada por:

$$Z(s) = \frac{1}{1 + (mk_r(1-k_r)+1)\frac{s}{\omega_o} + (m(1-k_r)(1-k_c) + mk_r k_c)\left(\frac{s}{\omega_o}\right)^2 + mk_c(1-k_c)\left(\frac{s}{\omega_o}\right)^3} \quad (3.7)$$

$$\omega_o = \frac{1}{\frac{R_i R_l}{R_i + R_l}(C_i + C_o)} \quad (3.8)$$

$$L = m \frac{R_i^2 R_l^2}{(R_i + R_l)^2} (C_i + C_o) \quad (3.9)$$

$$k_r = \frac{R_i}{R_i + R_l} \quad (3.10)$$

$$k_c = \frac{C_o}{C_o + C_i} \quad (3.11)$$

Aplicando novamente a condição de máxima planitude obtêm-se 3 inequações. Como o objectivo de máxima planitude é atingido quando se verifica a igualdade, uma delas é eliminada à partida uma vez que apresenta solução única 0, resultando duas equações com duas variáveis dependentes k_c e m e uma variável independente k_r , de modo que, é possível resolver o sistema de equações obtendo k_c e m em função de k_r .

$$a_1^2 - 2a_0a_2 \geq 0 \quad (3.12)$$

$$a_2^2 - 2a_1a_3 \geq 0 \quad (3.13)$$

$$a_3^2 \geq 0 \quad (3.14)$$

São apresentados os resultados em termos da BWER bem como do ajuste das capacidade do circuito, sob a forma de relação k_c , em função de k_r .

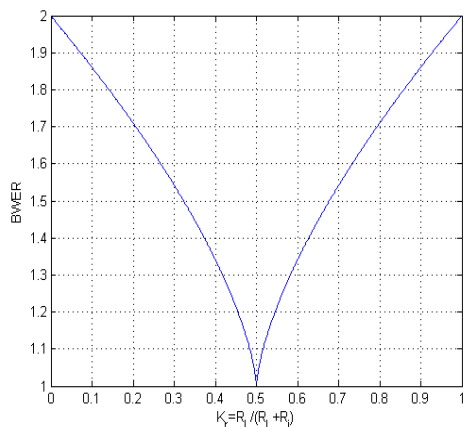


Figura 3-3: BWER do circuito de ressonância série com 3 pólos

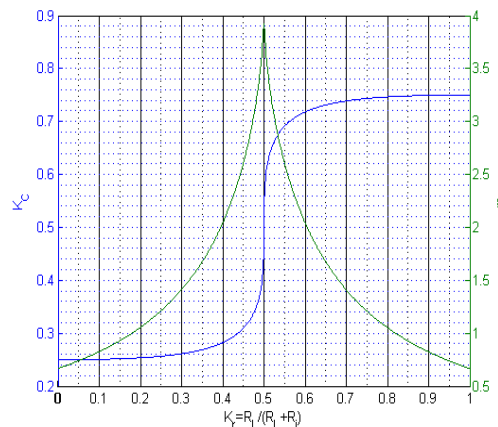


Figura 3-4: Solução de k_c e m do circuito de ressonância série com 3 pólos

Como se pode analisar nos resultados obtidos (Figura 3-3 e Figura 3-4) existe solução para toda a gama de K_R estudada, variando o BWER entre 2, valor máximo obtido com a situação de referência e 1. Este valor de 1 é obtido quando a resistência intrínseca do transistor (R_i) tem valor igual à resistência de carga (R_L).

3.1.3. Ressonância paralelo-série

O circuito de três pólos paralelo-série (Figura 3-1.c), apresenta já a distribuição da capacidade total entre C_i e C_o de modo que apenas é necessário adicionar o R_i representativo da resistência intrínseca do transistor do porto de saída.

A função de transimpedância, com ganho DC normalizado do circuito em causa é dada por:

$$Z = \frac{1}{1 + (m_1 k_r (1 - k_r) + 1) \frac{s}{\omega o} + \left(\frac{m_1 (k_c (1 - k_r) + (1 - k_r) (1 - k_c)) + m_2 (k_r (1 - k_c) + (1 - k_r) (1 - k_c))}{m_2 (k_r (1 - k_c) + (1 - k_r) (1 - k_c))} \right) \left(\frac{s}{\omega o} \right)^2 + (m_1 m_2 k_r (1 - k_r) (1 - k_c) + m_2 k_c (1 - k_c)) \left(\frac{s}{\omega o} \right)^3 + m_1 m_2 (1 - k_r) k_c (1 - k_c) \left(\frac{s}{\omega o} \right)^4} \quad (3.15)$$

$$\omega o = \frac{1}{\frac{R_i R_l}{R_i + R_l} (C_i + C_o)} \quad (3.16)$$

$$L_1 = m_1 \frac{R_i^2 R_l^2}{(R_i + R_l)^2} (C_i + C_o) \quad (3.17)$$

$$L_2 = m_2 \frac{R_i^2 R_l^2}{(R_i + R_l)^2} (C_i + C_o) \quad (3.18)$$

$$k_r = \frac{R_l}{R_l + R_i} \quad (3.19)$$

$$k_c = \frac{C_o}{C_o + C_i} \quad (3.20)$$

Após esta adaptação, na resolução do problema para a obtenção da resposta de máxima planitude, resultam duas variáveis dependentes associadas às indutâncias 1 e 2 e duas variáveis independentes associadas à relação de capacidades e de resistências. Deste modo através do método já citado obtém-se 3 inequações, com duas variáveis dependentes (m_1, m_2) e duas independentes (k_r, k_c) o que permite obter a solução de m_1 e m_2 para determinados valores de k_r e k_c .

$$a_1^2 - 2a_0 a_2 - b_1^2 \geq 0 \quad (3.21)$$

$$a_2^2 - 2a_1 a_3 + 2a_0 a_4 \geq 0 \quad (3.22)$$

$$a_3^2 - 2a_2 a_4 \geq 0 \quad (3.23)$$

Devido ao aumento de complexidade das inequações que definem as condições de MPA, não foi possível obter uma solução formal, tendo os resultados apresentados sido obtidos sob a forma de cálculos iterativos com erros inferiores a 10^{-6} .

Esta solução contudo, para valores de k_c inferiores a 0.25, apresenta valores complexos, sem implementação física em termos de indutâncias pelo que não serão apresentadas, resultando num domínio de aplicabilidade desta malha para k_r entre [0.25, 1].

Foi então analisada a BWER, primeiro para determinados valores discretos de k_r , em função do k_c , (Figura 3-5), e respectivas soluções de m_1 e m_2 , (Figura 3-6 e Figura 3-7). Seguidamente foi feita uma análise semelhante, mas para determinados valores discretos de k_c , em função de k_r com as respectivas soluções (Figura 3-8, Figura 3-9 e Figura 3-10).

Os círculos marcados nos gráficos de BWER correspondem aos pontos de MPM. Como se pode ver pela análise da Figura 3-5, para toda a gama de k_r é possível obter uma solução de MPA a que corresponde uma determinada relação de k_c . No entanto não é possível obter a mesma solução para toda a gama de k_c , estando esta limitada aproximadamente a k_c [0.31 ; 0.42], apresentando sobre-elevação as malhas fora desta gama (Figura 3-5).

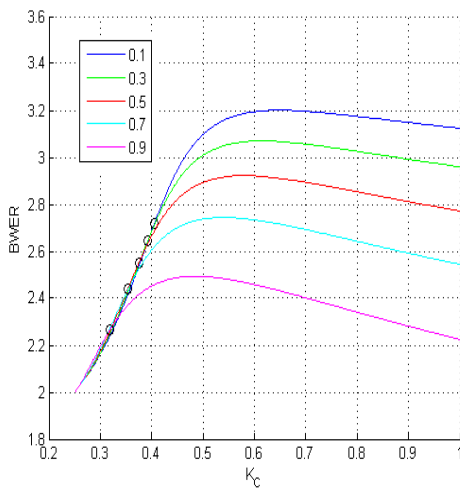


Figura 3-5: BWER do circuito de ressonância paralelo-série para diferentes valores de k_r

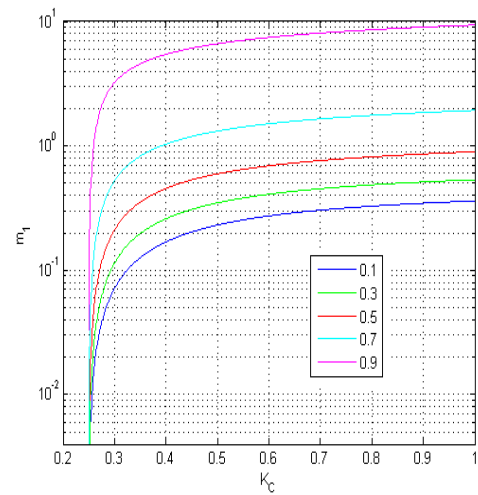


Figura 3-6: m_1 do circuito de ressonância paralelo-série para diferentes valores de k_r

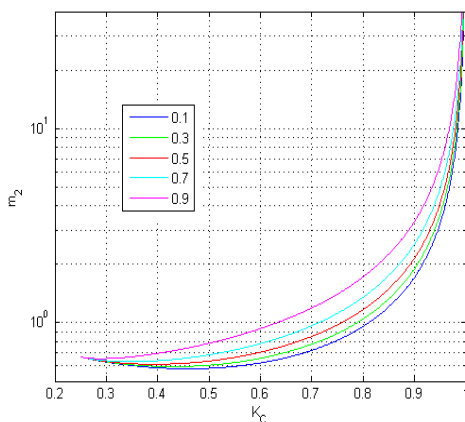


Figura 3-7: m_2 do circuito de ressonância paralelo-série para diferentes valores de k_r

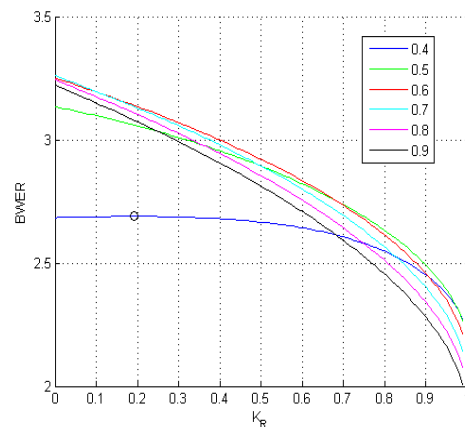


Figura 3-8: BWER do circuito de ressonância paralelo-série, para diferentes valores de k_c

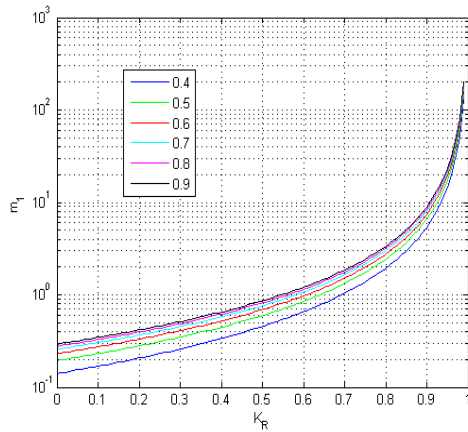


Figura 3-9: m_1 do circuito ressonância paralelo-série, para diferentes valores de k_c .

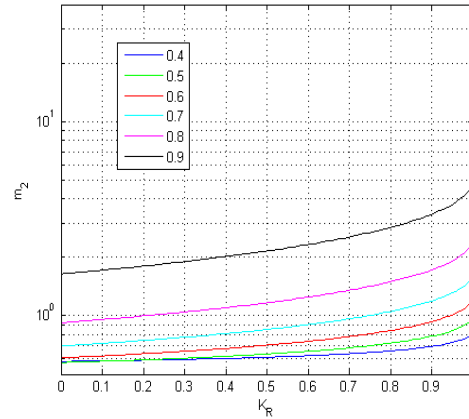


Figura 3-10: m_2 do circuito ressonância paralelo-série para diferentes valores de k_c .

O circuito de ressonância paralelo-série que resulta da conjugação das duas técnicas, é naturalmente aquele que apresenta melhores resultados em termos de BWER, (Figura 3-5 e). No entanto, ao analisar a Figura 3-5 constata-se que há uma transição de resposta plana para resposta com sobre-elevação na gama de k_c aproximadamente entre $[0.3;0.45]$ dependendo do valor de k_r , apresentando uma sobre-elevação crescente com k_c . Como o objectivo a atingir é uma resposta do tipo plana, a solução para diferentes valores de k_r encontra-se dentro desta gama de k_c .

Definindo o valor absoluto de 1×10^{-3} como o valor a partir do qual se está na presença de sobre-elevação, a tabela 3-2 apresenta os valores de k_c para a resposta do tipo MPA, a partir do qual o circuito apresenta sobre-elevação.

k_r	k_c	BWER
0.1	0.406	2.7198
0.3	0.393	2.6457
0.5	0.376	2.5524
0.7	0.355	2.4408
0.9	0.320	2.2674

Tabela 3-2: Valores de k_c a partir dos quais de observa sobre-elevação (1×10^{-3}) para determinados valores de k_r e respectivo BWER.

Concluí-se portanto que quanto menor for a relação k_r , maior será o valor de relação k_c em que o circuito atinge a resposta de MPA e começa a apresentar sobre-elevação e maior será o BWER da mesma.

3.1.4. Ressonância paralelo com 2 pólos

No circuito de ressonância paralelo de dois pólos, (Figura 3-1. d) foi feito o mesmo tipo de análise, adicionando uma resistência R_i em paralelo com o circuito de modo a simular uma resistência existente entre aquele ponto e a massa e que não esteja acessível, impossibilitando a colocação da indutância em série com a mesma. A análise para diferentes distribuições da capacidade total não faz sentido nesse circuito, uma vez que estas se encontram ligadas em paralelo de modo que a capacidade total C representa a soma das duas capacidades.

A função de transimpedância com ganho DC normalizado do circuito em causa é dada por:

$$Z = \frac{1+m(1-k_r)\frac{s}{\omega_0}}{1+(mk_r(1-k_r)+1)\frac{s}{\omega_0}+m(1-k_r)\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2} \quad (3.24)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\frac{R_i R_l}{R_i + R_l} C} \quad (3.25)$$

$$L = m \frac{R_l^2 R_l^2}{(R_i + R_l)^2} C \quad (3.26)$$

$$k_r = \frac{R_l}{R_l + R_i} \quad (3.27)$$

resultando nas seguintes inequações quando se aplica a condição de estritamente decrescente:

$$a_1^2 - 2a_0 a_2 - b_1^2 \geq 0 \quad (3.28)$$

$$a_2^2 \geq 0 \quad (3.29)$$

Para a condição de MPA, obtêm-se duas inequações com uma variável independente k_r e uma variável dependente m . Como a inequação (3.29) apresenta solução universal, foi

utilizada a inequação (3.28) para obter m em função de k_r , obtendo duas soluções, uma positiva e uma negativa de modo que foi escolhida a solução positiva que se apresenta sob a forma gráfica na Figura 3-11.

No estudo da dependência da BWER em função da relação de resistências foi possível obter, de acordo com o método utilizado, soluções reais positivas de m para toda a gama de k_r possível $[0,1]$.

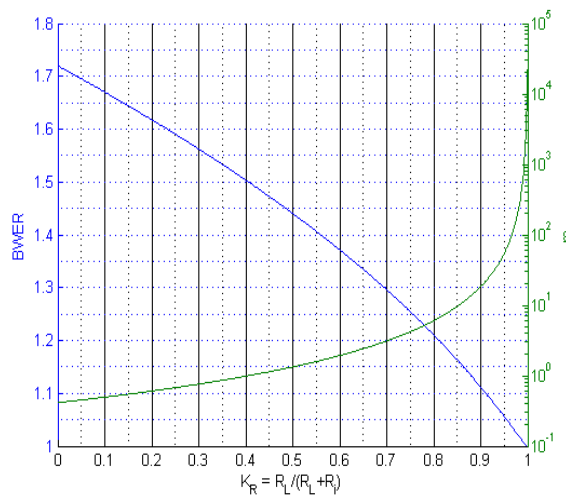


Figura 3-11: BWER e m do circuito de ressonância paralelo variando o factor k_r entre 0 e 1.

Nesta configuração a BWER, obtida para $k_r = 0$ coincide com a BWER obtida pelo circuito original que serve como referência (1.7192) e para $k_r = 1$ obtemos uma BWER unitária, de modo que esta configuração suporta qualquer valor de k_r , uma vez que nunca diminui a largura de banda, em relação à referência.

3.1.5. Ressonância paralelo com 3 pólos

A mesma análise, adicionando a resistência R_i em paralelo ao circuito, de modo a representar as resistências inacessíveis do circuito, foi feita no circuito de ressonância paralelo com 3 pólos (Figura 3-1e). Como as capacidades se encontram ligadas em

paralelo, a análise da distribuição da capacidade total C , por C_o e C_i não tem qualquer relevância para o estudo em causa, como foi referido anteriormente.

A função de transimpedância, com ganho DC normalizado do circuito em causa é dada por:

$$Z = \frac{1+m(1-k_r)\frac{s}{\omega_o}+mk_b\left(\frac{s}{\omega_o}\right)^2}{1+(mk_r(1-k_r)+1)\frac{s}{\omega_o}+(mk_bk_r+m(1-k_r)+mk_b(1-k_r))\left(\frac{s}{\omega_o}\right)^2+mk_b\left(\frac{s}{\omega_o}\right)^3} \quad (3.30)$$

$$\omega_o = \frac{1}{\frac{R_i R_l}{R_i + R_l} C} \quad (3.31)$$

$$L = m \frac{R_i^2 R_l^2}{(R_i + R_l)^2} C \quad (3.32)$$

$$k_r = \frac{R_l}{R_l + R_i} \quad (3.33)$$

$$C_b = k_b C \quad (3.34)$$

Aplicando novamente as condições de MPA obtêm-se as seguintes inequações:

$$a_1^2 - 2a_0a_2 - b_1^2 + 2b_0b_2 \geq 0 \quad (3.35)$$

$$a_2^2 - 2a_1a_3 - b_2^2 \geq 0 \quad (3.36)$$

$$a_3^2 \geq 0 \quad (3.37)$$

Como a inequação (3.37) tem solução universal, restam duas equações com duas variáveis dependentes m e k_b e uma variável independente k_r de modo que é possível obter a solução de m e k_b em função de k_r .

Com os elementos L e C_b obtidos segundo o método já citado, apesar de a topologia não apresentar sobre-elevação, apresenta máximos e mínimos locais para valores de k_r superiores a 0.5. No entanto esta variação de amplitude na resposta apresenta a particularidade de não ultrapassar o ganho em DC uma vez que está situada já na banda decrescente. É este facto que vai originar a descontinuidade no BWER para k_r

aproximadamente de 0.74. Esta descontinuidade é fácil de perceber através da Figura 3-14 onde está apresentada a resposta em frequência da malha correspondente a esse ponto.

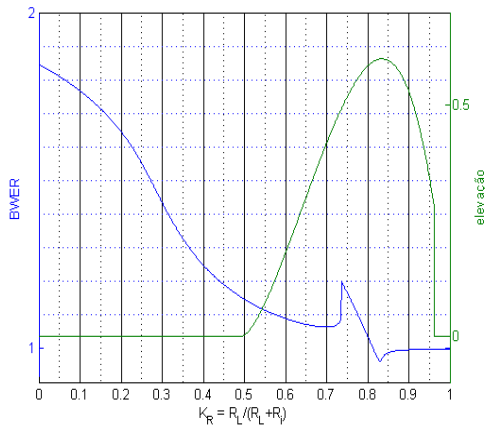


Figura 3-12: BWER e elevação do circuito

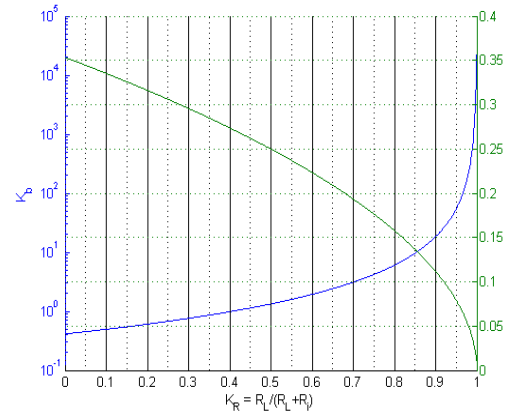


Figura 3-13: k_b e m do circuito

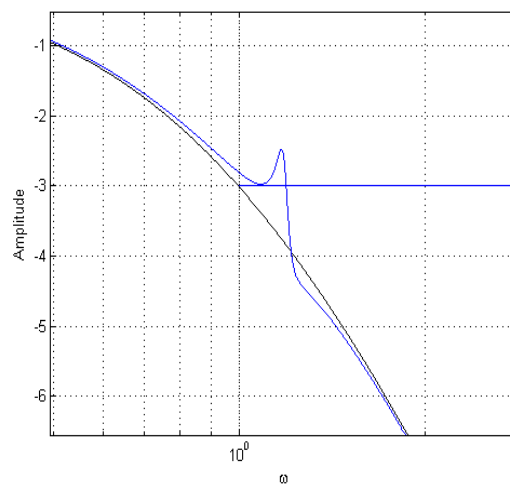


Figura 3-14: Resposta em frequência do circuito de ressonância paralelo com 3 pólos para k_r igual a 0.74

A BWER obtida apresenta deste modo, (Figura 3-12), um comportamento de descontinuidade quando o mínimo local cruza os -3db (Figura 3-14).

Uma vez que o circuito não apresenta sobre-elevação mas sim máximos e mínimos locais, a medida utilizada para caracterizar este comportamento foi a diferença em dBs entre o máximo e o mínimo local, de modo a obter um tamanho aproximado da elevação.

Como se pode analisar na Figura 3-12 apenas a partir de $K_r > 0.5$ se observam máximos e mínimos locais e estes apresentam um comportamento crescente entre $[0.5; 0.84]$ onde atinge um máximo de 0.6 dB e decrescente entre $[0.84; 0.95]$.

3.2. Conclusão

Com o método utilizado, nas topologias de ressonância em paralelo é possível obter soluções das indutâncias a adicionar ao circuito para toda a gama de distribuições de resistências k_r , onde a distribuição da capacidade total por C_i e C_o é irrelevante uma vez que estas se encontram ligadas em paralelo nos mesmos nós. É de realçar também que o BWER nestas topologias varia entre o máximo de cada topologia (1,72 para ressonância paralelo de 2 pólos e 1,84 para ressonância paralelo de 3 pólos), para $k_r = 0$ e 1 para $k_r = 1$. Na topologia de ressonância em série com 2 pólos não é possível obter soluções de indutâncias para toda a gama de k_r , sendo real positiva apenas para metade da gama de k_r para as topologias de ressonância em série e de $\frac{3}{4}$ para a topologia de ressonância paralelo-série. Mas independentemente da gama de valores em que se obtêm soluções válidas as dependências demonstradas da BWER em função dos elementos adicionados ao circuito permitem um conhecimento prévio das potencialidades da BWER de vários circuitos não ideias do ponto de vista de aplicação das topologias mais comuns. Para finalizar este estudo, é importante referir que, embora estas malhas já tenham sido usadas por diversas vezes em circuitos reais, os factores limitativos da BWER nunca tinham sido estudados de forma tão organizada.

4. Ressonância em circuitos realimentados

Depois de analisadas as topologias de ressonância indutiva em sistemas de malha aberta, é importante estudar o comportamento das mesmas em sistemas de malha fechada, tipicamente utilizadas no desenho de amplificadores. Como o presente trabalho se baseia na maximização de largura de banda de amplificadores de transimpedância, neste capítulo são analisadas todas as configurações anteriormente estudadas no capítulo 3 em sistemas realimentados, que adicionam o pólo de entrada ao sistema, estando portanto na presença de uma técnica onde é procurado, através da ressonância indutiva, diminuir o efeito do mesmo. Primeiro será feita uma análise à função de transferência de um amplificador de transimpedância genérico, através do método de Rosenstark [21], e obtida uma condição genérica para máxima planitude. De seguida serão analisadas individualmente todas as malhas e respectivos amplificadores aplicando as expressões genéricas obtidas anteriormente.

4.1. Técnica de ressonância indutiva em circuitos realimentados

Antes de apresentar a forma de como estas malhas se aplicam em circuitos realimentados é necessário obter primeiro uma referência que possibilite um termo de comparação de forma a avaliar os resultados. Depois de conhecida a referência, foram desenvolvidas as condições particulares de MPA, para os sistemas realimentados.

4.1.1. Amplificador genérico de transimpedância

O amplificador de transimpedância genérico está representado na Figura 4-1. Apresenta uma capacidade de entrada C_T , um transistor de ganho à entrada, a malha de ressonância indutiva $Z_L(s)$ a inserir no circuito, um *buffer* de saída e de ganho A_{v23} que representa todos os andares posteriores e uma resistência de realimentação R_F . De realçar neste circuito que a realimentação é independente da frequência e que a largura de banda é imposta pela conjugação entre pólo de entrada e pólo do primeiro andar. Os restantes andares do circuito foram considerados *buffers* ideais

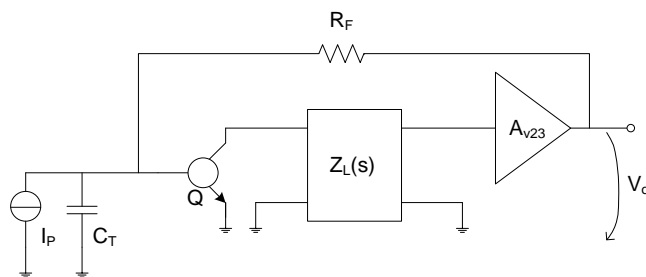


Figura 4-1: Esquema do amplificador de transimpedância genérico.

4.1.2. Método de *Rosenstark* e função de transimpedância

Através do método de *Rosenstark* [21] foi obtida a função de transferência do amplificador. Esta é apresentada em função do *Return Ratio*, dos coeficientes da função de transimpedância da malha de ressonância indutiva com ganho DC normalizado e do pólo devido à capacidade de entrada, de forma a obter uma função de transimpedância genérica e de fácil aplicação para diferentes malhas.

Segundo o método de *Rosenstark* a função de transimpedância é dada por:

$$Z_T(s) = G_\infty \frac{R}{1+R} + \frac{G_0}{1+R} \quad (4.1)$$

Colocando o parâmetro de controlo (transcondutância do transistor) a 0 obtém-se o ganho directo:

$$G_0 = \left. \frac{v_o}{i_P} \right|_{gm=0} = 0 \quad (4.2)$$

Com o mesmo parâmetro a infinito, obtém-se o ganho assintótico:

$$G_\infty = \left. \frac{v_o}{i_P} \right|_{gm \rightarrow \infty} = \left. \frac{v_o}{i_P} \right|_{v_i \rightarrow 0} = -R_F \quad (4.3)$$

Para obter o *Return Ratio* é necessário seguir os seguintes passos [1]:

- 1) Anular todas as fontes independentes.
- 2) Abrir o circuito entre a porta e o dreno, no modelo em π do transistor Q, mantendo todos os elementos do transistor.
- 3) Substituir a fonte dependente por uma independente, do mesmo tipo e com o mesmo valor de ganho.

No final, o *Return Ratio* é dado pelo simétrico da variável de controlo:

$$R(s) = -v_i = \frac{g_m r_{iA} v_{23}}{r_i + R_F} \frac{Z_L(s)}{1 + s r_i C_T} \quad (4.4)$$

A função de transimpedância do amplificador é então dada por:

$$Z_T(s) = -R_F \frac{\frac{g_m r_i A_{v23}}{r_i + R_F} \frac{Z_L(s)}{1 + s r_i C_T}}{1 + \frac{g_m r_i A_{v23}}{r_i + R_F} \frac{Z_L(s)}{1 + s r_i C_T}} \quad (4.5)$$

Sabendo que o *Return Ratio*, em DC é dado por:

$$R(0) = \frac{g_m r_i A_{v23} Z_L(0)}{r_i + R_F} \quad (4.6)$$

A função de transimpedância do amplificador em função do *Return Ratio* em DC, da resistência de realimentação, do pólo de entrada e da malha de ressonância indutiva a utilizar, com ganho em DC normalizado, é dada por:

$$Z_T(s) = -R_F R(0) \frac{\frac{Z_L(s)}{Z_L(0)}}{1 + s r_i C_T + R(0) \frac{Z_L(s)}{Z_L(0)}} \quad (4.7)$$

Normalizando a função de transimpedância do amplificador, obtém-se:

$$\frac{Z_L(s)}{Z_L(0)} = \frac{N(s)}{D(s)} \quad (4.8)$$

$$\frac{Z_L(s)}{Z_L(0)} = \frac{b_0 + b_1 s + \dots + b_n s^n}{a_0 + a_1 s + \dots + a_m s^m} \quad (4.9)$$

Substituindo (4.8) em (4.7) a transimpedância é dada por:

$$Z_T(s) = -R_F R(0) \frac{N(s)}{D(s)(1 + s r_i C_T) + R(0)N(s)} \quad (4.10)$$

E substituindo (4.9) em (4.7) a mesma transimpedância fica:

$$Z_T(s) = -R_F R(0) \frac{\sum_{k=0}^n b_k s^k}{\sum_{k=0}^m (a_k + R(0)b_k + s r_i C_T a_k) s^k} \quad (4.11)$$

$$Z_T(s) = -\frac{R_F R(0)}{1 + R(0)} \frac{\sum_{k=0}^n b_k s^k}{1 + \frac{\sum_{k=1}^{m+1} (a_k + R(0)b_k + r_i C_T a_{k-1}) s^k}{1 + R(0)}} \quad (4.12)$$

Reagrupando todos os elementos da mesma potência num único elemento, obtém-se finalmente a função de transimpedância do amplificador, com ganho DC normalizado e em função do *Return Ratio*, do pólo de entrada e dos coeficientes da malha de ressonância indutiva:

$$Z_T(s) = -\frac{R_F R(0)}{1+R(0)} \frac{\sum_{k=0}^n b_k s^k}{1+\sum_{k=1}^{m+1} C_k s^k} \quad (4.13)$$

em que C_k é dado por:

$$C_k = \frac{a_k + R(0)b_k + r_i C_T a_{k-1}}{1+R(0)} \quad (4.14)$$

Obtém-se deste modo uma equação genérica que vai permitir analisar todos os amplificadores de forma simples, rápida e sistemática.

4.1.3. Condições de MPA para as várias malhas com realimentação

Depois de obter a função de transimpedância do amplificador realimentado em função da malha de ressonância indutiva a utilizar, é possível obter as condições de MPA para o mesmo amplificador directamente a partir da malha escolhida.

Aplicando a fórmula geral para MPA apresentada na secção 2.5 (inequação 2.24) a uma função de transferência de um amplificador de transimpedância genérico (definida em 4.13) descobre-se a condição necessária e suficiente para a condição de MPA em amplificadores de transimpedância (4.15). Condição esta que apresenta o cerne do trabalho desenvolvido e é ao mesmo tempo a grande contribuição desta tese para o conhecimento na área.

$$\begin{aligned} a_0^2(b_1^2 - 2b_0b_2) &\leq b_0^2(c_1^2 - 2c_0c_2) \\ &\dots \\ c_0^2(b_k^2 + 2\sum_{u=1}^k (-1)^u b_{k-u}b_{k+u}) &\leq b_0^2((c_k)^2 + 2\sum_{u=1}^k (-1)^u c_{k-u}c_{k+u}) \quad (4.15) \\ &\dots \\ 0 &\leq c_{n-1}^2 - 2c_{n-2}c_n \end{aligned}$$

Face à importância desta descoberta, para a presente tese, convém desenvolver de forma mais detalhada como foi obtido este resultado. E a forma ideal para o exemplificar é

através da analogia existente entre a função de transimpedância genérica e a condição de MPA para uma função de transimpedância genérica.

Deste modo, a condição genérica de MPA (2.23) está para a função de transimpedância genérica (2.21), do mesmo modo que a condição (4.15) está para a função de transimpedância do amplificador genérico (4.13), em que b e c estão definidos em (4.13) e (4.14).

4.2.Aplicação das topologias em amplificadores de transimpedância

Depois de obtidas as expressões genéricas para a função de transferência do amplificador de transimpedância com malha de ressonância indutiva e para as condições de MPA e estritamente decrescente, são analisadas de forma sistemática todas as malhas (referência mais malhas degeneradas) estudadas no capítulo 3.

Na tabela que se segue são apresentadas as funções de transimpedância dos diferentes amplificadores que se obtêm utilizando as diferentes malhas de ressonância indutiva aplicando a forma genérica obtida em 4.1.2, bem como as condições para MPA obtidas em 4.1.3.

Malha R. I.	Função de Transimpedância	Condições
a)	$Z_T(s) = -\frac{R_F R(0)}{1 + R(0)} x \frac{1}{1 + s \frac{(CR + r_i C_T)}{1 + R(0)} + s^2 \frac{(CL + r_i C_T CR)}{1 + R(0)} + s^3 \frac{(r_i C_T CL)}{1 + R(0)}}$	$0 \leq (c_1^2 - 2c_0 c_2) b_0^2$ $0 \leq (c_2^2 - 2c_1 c_3) b_0^2$ $0 \leq c_3^2 b_0^2$
b)	$Z_T(s) = -\frac{R_F R(0)}{1 + R(0)} x \frac{1}{1 + s \frac{(C_o R + C_T R + r_i C_T)}{1 + R(0)} + s^2 \frac{(C_i L + r_i C_T (C_o R + C_T R))}{1 + R(0)} + s^3 \frac{(C_o C_i LR + r_i C_T C_i L)}{1 + R(0)} + s^4 \frac{r_i C_T C_o C_i LR}{1 + R(0)}}$	$0 \leq (c_1^2 - 2c_0 c_2) b_0^2$ $0 \leq (c_2^2 - 2c_1 c_3 + 2c_0 c_4) b_0^2$ $0 \leq (c_3^2 - 2c_2 c_4) b_0^2$ $0 \leq c_4^2 b_0^2$
d)	$Z_T(s) = -\frac{R_F R(0)}{1 + R(0)} x \frac{1 + s \frac{L}{R}}{1 + s \frac{(CR + R(0) \frac{L}{R} + r_i C_T)}{1 + R(0)} + s^2 \frac{(CL + r_i C_T CR)}{1 + R(0)} + s^3 \frac{r_i C_T CL}{1 + R(0)}}$	$c_0^2 b_1^2 \leq (c_1^2 - 2c_0 c_2) b_0^2$ $0 \leq (c_2^2 - 2c_1 c_3) b_0^2$ $0 \leq c_3^2 b_0^2$
e)	$Z_T(s) = -\frac{R_F R(0)}{1 + R(0)} x \frac{1 + s \frac{L}{R} + s^2 C_o L}{1 + s \frac{(CR + R(0) \frac{L}{R} + r_i C_T)}{1 + R(0)} + s^2 \frac{(C_o L + CL + R(0) C_o L + r_i C_T CR)}{1 + R(0)} + s^3 \frac{(CRC_o L + r_i C_T (C_o L + CL))}{1 + R(0)} + s^4 \frac{r_i C_T CR C_o L}{1 + R(0)}}$	$c_0^2 (b_1^2 - 2b_0 b_2) \leq (c_1^2 - 2c_0 c_2) b_0^2$ $c_0^2 b_2^2 \leq (c_2^2 - 2c_1 c_3 + 2c_0 c_4) b_0^2$ $0 \leq (c_3^2 - 2c_2 c_4) b_0^2$ $0 \leq c_4^2 b_0^2$

Tabela 4-1: Função de transimpedância do amplificador com as condições de MPA

4.3. Casos de estudo

Nesta secção vão ser estudadas as técnicas de ressonância indutiva com realimentação, apresentadas nos subcapítulos anteriores. Vão ser aplicadas as condições de MPA obtidas, e analisadas as BWER previstas em cada configuração. No final serão apresentadas as soluções obtidas em termos de indutâncias e relações de capacidades aplicadas, com os respectivos ganhos em termos de largura de banda. Devido ao elevado número de casos a analisar optou-se por apresentar apenas a análise das malhas de referência deixando de lado a apresentação das respostas do amplificador compensado com as malhas degeneradas, bem como a topologia de ressonância paralelo-série.

4.3.1. Amplificador de referência

Por forma a poder medir a BWER é necessário considerar um amplificador de referência por forma a poder medir os ganhos obtidos. O amplificador em causa terá apenas um pólo

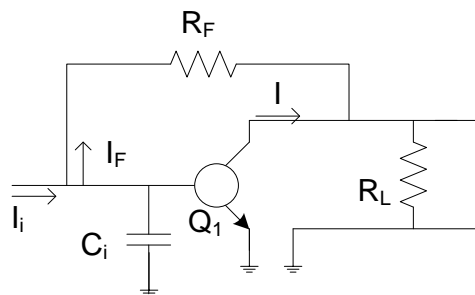


Figura 4-2: Amplificador de transimpedância de referência.

e está representado na Figura 4-2.

O amplificador em causa tem a seguinte função de transimpedância:

$$Z_T(s) = -\frac{R_F R(0)}{1+R(0)} \frac{1}{1+s \frac{\tau_i}{1+R(0)}} \quad (4.16)$$

E a sua frequência de corte é dada por:

$$\omega_{c_ref} = \frac{1+R(0)}{\tau_i} \quad (4.17)$$

Deste modo a BWER será dada directamente pela seguinte relação:

$$BWER = \frac{\omega_{c_amp}}{\omega_{c_ref}} \quad (4.18)$$

Em que ω_{c_amp} é a frequência de corte do amplificador a ser estudado.

4.3.2. Normalizações aplicadas às funções de transimpedância

De modo a facilitar o cálculo das condições de MPA dos diferentes amplificadores, diminuindo o número de variáveis foram feitas as seguintes normalizações:

Malha	Função de transimpedância	Transformações
a	$Z_T(s) = -\frac{R_F R(0)}{1+R(0)} \frac{1}{1+s \frac{\tau_i(1+k)}{1+R(0)} + s^2 \frac{\tau_i^2(mk^2+k)}{1+R(0)} + s^3 \frac{\tau_i^3 mk^2}{1+R(0)}}$	$L = mR^2 C; \tau_i = r_i C_T;$ $\tau_l = CR; \tau_l = k\tau_i$
b	$Z_T(s) = -\frac{R_F R(0)}{1+R(0)} \frac{1}{1+s \frac{(R(C_i+C_o)+r_i C_T)}{1+R(0)} + s^2 \frac{C_i L + r_i C_T R(C_i+C_o)}{1+R(0)} + s^3 \frac{C_i C_o L R + r_i C_T R(C_i+C_o)}{1+R(0)} + s^4 \frac{r_i C_T C_i C_o L R}{1+R(0)}}$	$L = mR^2(C_i+C_o); \tau_i = r_i C_T;$ $\tau_l = R(C_i+C_o); \tau_l = k\tau_i;$ $\alpha = \frac{C_i}{C_i+C_o}$
d	$Z_T(s) = -\frac{R_F R(0)}{1+R(0)} \frac{1+s\tau_i mk}{1+s\tau_i \frac{(1+k+R(0)mk)}{1+R(0)} + s^2 \tau_i^2 \frac{(k+mk^2)}{1+R(0)} + s^3 \tau_i^3 \frac{mk^2}{1+R(0)}}$	$L = mR^2 C; \tau_i = r_i C_T;$ $\tau_l = CR; \tau_l = k\tau_i$
e	$Z_T(s) = -\frac{R_F R(0)}{1+R(0)} \frac{1+s\tau_i mk_\tau + s^2 \tau_i^2 mk_b k_\tau^2}{1+s\tau_i \frac{(k_\tau+R(0)mk_\tau+1)}{1+R(0)} + s^2 \tau_i^2 \frac{((1+R(0))mk_b k_\tau^2 + mk_\tau^2 + k_\tau)}{1+R(0)} + s^3 \tau_i^3 \frac{(mk_b k_\tau^3 + mk_b k_\tau^2 + mk_\tau^2)}{1+R(0)} + s^4 \tau_i^4 \frac{mk_b k_\tau^3}{1+R(0)}}$	$L = mR^2 C; C_b = k_b C$ $\tau_i = r_i C_T; \tau_l = CR; \tau_l = k_\tau \tau_i$

Tabela 4-2: Normalizações efectuadas na função de transimpedância do amplificador, para cálculo das condições de MPA.

Deste modo obtém-se a função de transimpedância do amplificador em função da relação entre as constantes de tempo do pólo de entrada τ_i e do *interstage* τ_I , assim como de uma constante m , associada à indutância a adicionar ao circuito.

4.3.3. Malha de ressonância série, 2 pólos, com realimentação

Como a função de transimpedância do amplificador compensado com malha de ressonância série de 2 pólos, com ganho DC normalizado é composta unicamente por pólos, quando as condições de MPA (Tabela 4.1 a), são aplicadas, a equação característica adquire a forma polinomial de Butterworth.

Se a função tem a forma polinomial de Butterworth, então a frequência de corte deste amplificador de terceira ordem é dado por:

$$\omega_{c_amp2} = \frac{1}{\tau_i} \sqrt[3]{\frac{1+R(0)}{mk^2}} \quad (4.19)$$

A BWER será então obtida directamente através da razão entre as duas frequências de corte:

$$BWER = \frac{\omega_{c_amp3}}{\omega_{c_ref}} \quad (4.20)$$

Desenvolvendo esta relação, e resolvendo em ordem a k chega-se ao seguinte resultado:

$$BWER = \frac{2}{1+k} \quad (4.21)$$

Uma análise extra será feita em relação ao mesmo circuito, mas sem aplicação da indutância, ou seja, o circuito sem compensação indutiva, que pode ser entendido como uma aplicação da ressonância capacitiva, que apresenta a seguinte função de transferência:

$$Z_T(s) = -\frac{R_F R(0)}{1+R(0)} \frac{1}{1+s \frac{\tau_i(1+k)}{1+R(0)} + s^2 \frac{\tau_i^2 k}{1+R(0)}} \quad (4.22)$$

Simulando o mesmo circuito para diferentes valores de *Return Ratio* (RR), as relações entre as constantes de tempo do pólo de entrada e de saída e o valor da indutância a inserir

em série, são obtidos de acordo com as condições existentes na Tabela 4-1.a). Os valores das BWER obtidos e o teórico em relação à referência de 1ª ordem assim como em relação ao mesmo circuito sem compensação (aplicação da indutância) e as soluções em termos de indutância e relação de constantes de tempo são apresentados nas Figuras 4-3 a 4-5.

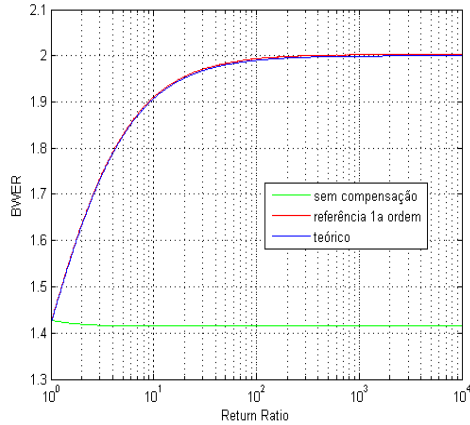


Figura 4-3: BWER obtido para circuito de ressonância série de 2 pólos com realimentação em função do RR.

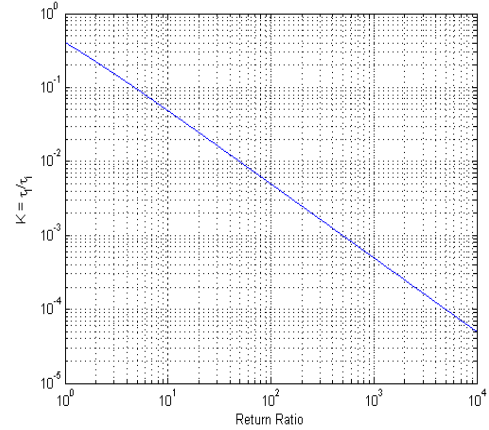


Figura 4-4: Relação k entre constantes de tempo do pólo de entrada e do pólo do interstage.

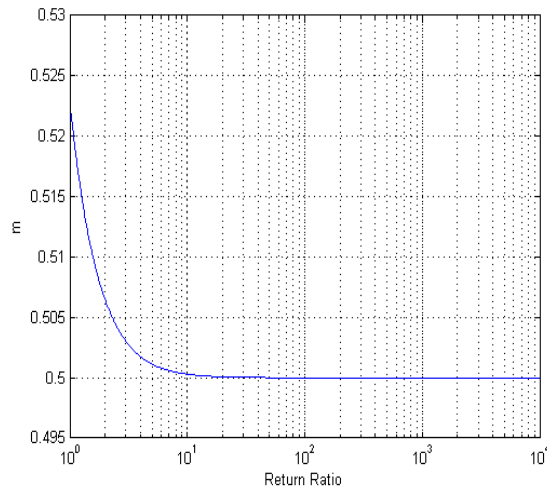


Figura 4-5: Solução de m em função do RR.

Da análise da Figura 4-3 observa-se uma concordância entre os valores teóricos esperados para a BWER em relação ao sistema de 1ª ordem e os valores obtidos na simulação. A

BWER é de aproximadamente 1.42 para um *Return Ratio* (RR) de 1 convergindo praticamente em duas décadas para o valor final de 2 à medida que se aumenta o RR, estabilizando no mesmo. A relação entre as constantes de tempo do pólo de entrada e do *interstage* apresenta uma relação inversa com o RR praticamente proporcional (Figura 4-4). Quanto à indutância a adicionar ao circuito, sob a forma de solução de m este valor vai convergir para 0,5, valor este que é a solução para aplicação típica da malha, tal como foi apresentada no capítulo 2.

No entanto, devido às dificuldades existentes no desenho de indutâncias em tecnologia de circuito integrado, é importante analisar a dependência da resposta do nosso sistema a variações do valor da mesma. Uma vez que não é possível desenhar indutâncias com todos os valores possíveis, ou seja, é o fabricante que fornece um determinado conjunto de indutâncias que podem ser utilizadas pelos projectistas. Sendo assim, há um elevado grau de probabilidade de a indutância desejada pelo projectista não estar disponível na tecnologia quando este decidir desenhar o *layout*. Por esta razão, é analisada a resposta do circuito em termos de BWER e de sobre-elevação quando a indutância a inserir na malha varia entre $\pm 50\%$ do valor nominal da indutância ideal, obtida como solução para MPA.

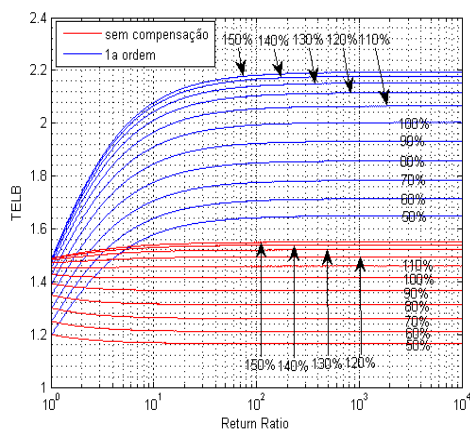


Figura 4-6: BWER para A.T. com malha R.I. 2 pólos, variando indutância $\pm 50\%$

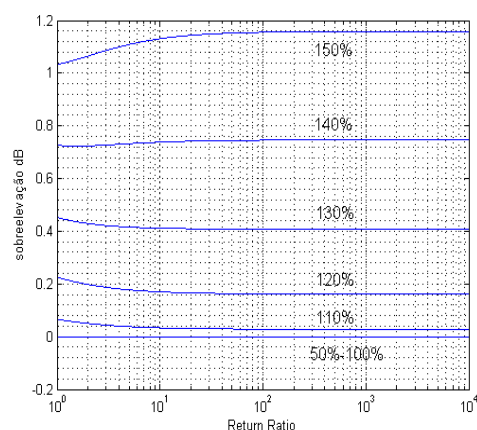


Figura 4-7: Sobre-elevação para A.T. com malha R.I. 2 pólos, variando indutância $\pm 50\%$

Como se pode analisar na Figura 4-6, indutâncias inferiores à indutância que garante MPA resultam num menor valor de BWER, apresentando o valor de 1.65, quando o RR tende

para infinito. Quando esta é 50% da indutância ideal, ou seja, uma indutância 50% inferior garante 83% da BWER. Um outro dado importante a reter é que, indutâncias inferiores à indutância que garante MPA não apresentam sobre-elevação, como se pode observar na Figura 4-6. Voltando à Figura 4-6, nota-se que, indutâncias superiores à indutância que garante MPA apresentam uma maior BWER. Este ganho infelizmente é obtido à custa de sobre-elevação na resposta em frequência. Na situação de pior cenário estudada, para uma indutância 50% superior à que garante MPA obtém-se um BWER de 2.19, ou seja, um ganho de 9.5% à custa de uma sobre-elevação de 1.16 dB.

Dos dados anteriores pode-se concluir que as indutâncias acima da obtida em MPA são de todo a evitar uma vez que apresentam um ganho extra medíocre com a agravante de originarem uma sobre-elevação significativa. Por sua vez, as indutâncias inferiores à que garante a MPA apresentam um BWER ligeiramente inferior mas com a vantagem de não apresentar sobre-elevação.

4.3.4. Malha de ressonância série, 3 pólos, com realimentação

Utilizando a malha de ressonância série de 3 pólos para compensar um amplificador semelhante ao apresentado na secção 4.1.1, obtém-se uma função de transimpedância composta apenas por pólos, (Tabela 4-1.b). Quando as condições definidas na mesma tabela são utilizadas, a equação característica apresenta a forma polinomial de *Butterworth*.

Tendo a equação característica a forma polinomial de *Butterworth*, a frequência de corte do amplificador é dada por:

$$\omega_{c_amp3} = \frac{1}{\tau_i} \sqrt[3]{\frac{1+R(0)}{m\alpha(1-\alpha)k^3}} \quad (4.23)$$

A referência de 1ª ordem será a mesma que a utilizada no caso anterior, compensação com malha de ressonância série de 2 pólos, resultando numa frequência de corte de referência de:

$$\omega_{c_ref} = \frac{1+R(0)}{\tau_i} \quad (4.24)$$

de modo que a BWER será dada por:

$$BWER = \frac{\omega_{c_amp3}}{\omega_{c_ref}} \quad (4.25)$$

Desenvolvendo novamente em ordem a k , resulta na seguinte taxa de extensão de largura de banda:

$$BWER = \frac{2.6131}{1+k} \quad (4.26)$$

Mais uma vez será feita uma comparação com o mesmo amplificador, mas sem compensação, ou seja, sem a aplicação da indutância. Neste caso:

$$Z_T(s) = -\frac{R_{FR}(0)}{1+R(0)} \frac{1}{1+s \frac{\tau_i(1+k)}{1+R(0)} + s^2 \frac{\tau_i^2 k}{1+R(0)}} \quad (4.27)$$

No entanto apresentam-se problemas a nível de cálculo para a simulação do circuito em causa. As equações correspondentes às condições presentes na Tabela 4-1.b), que garantem a resposta MPA pretendida e fornecem a solução em termos de k , m e α são demasiado complexas para obter uma solução analítica. Deste modo foi necessário utilizar um processo alternativo, recorrendo a algumas aproximações:

1. Primeiro foi resolvida a equação correspondente à primeira inequação da Tabela 4-1.b em ordem a k , ficando esta em função de m , α e RR .

$$k = f(m, \alpha, RR) \quad (4.28)$$

2. Seguidamente as duas equações correspondentes às inequações resultantes foram organizadas na forma polinomial de k .

$$Eq2 = a_n k^n + a_{n+1} k^{n+1} + a_{n+2} k^{n+2} \quad (4.29)$$

$$Eq3 = b_n k^n + b_{n+1} k^{n+1} + b_{n+2} k^{n+2} \quad (4.30)$$

3. Como a relação entre constantes de tempo k , começa num número menor que 1 para $RR = 1$ e tende para 0 para $RR = \infty$, no limite as condições vão ser dadas praticamente apenas pelos coeficientes associados ao k de menor grau, a_n e b_n . De modo que foram utilizados estes coeficientes, resultando duas equações, a duas incógnitas m e α .

$$\begin{cases} a_n = 0 \\ b_n = 0 \end{cases} \quad (4.31)$$

$$\begin{cases} 1 - 2ma = 0 \\ m^2 a^2 - 2ma(1 - a) = 0 \end{cases} \quad (4.32)$$

4. Resolvendo o sistema de equações, obtêm-se a seguinte solução:

$$m = \frac{2}{3} \quad (4.33)$$

$$\alpha = \frac{3}{4} \quad (4.34)$$

Estes valores são coincidentes com os valores para aplicação da malha, descrito no Capítulo 2.

5. Por fim, com os valores de m e α obtidos no passo anterior e o RR como variável independente e a solução de k desenvolvida no primeiro ponto é possível obter as condições que garantem uma solução aproximada deste circuito na forma de MPA:

$$m = \frac{2}{3} \quad (4.35)$$

$$\alpha = \frac{3}{4} \quad (4.36)$$

$$RR = \text{variável independente.} \quad (4.37)$$

$$k = f(m, \alpha, RR) \quad (4.38)$$

Os resultados obtidos com este método estão apresentados na Figura 4-8 e Figura 4-9 que se seguem.

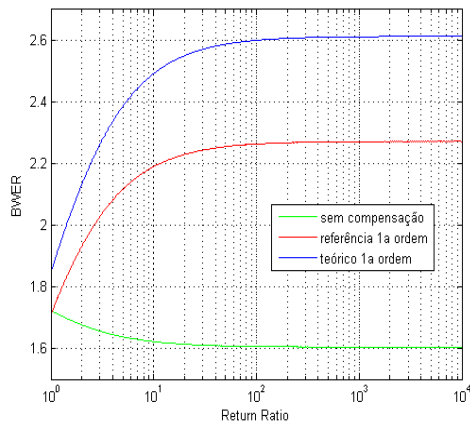


Figura 4-8: BWER obtido com circuito ressonância série de 3 pólos em função do RR

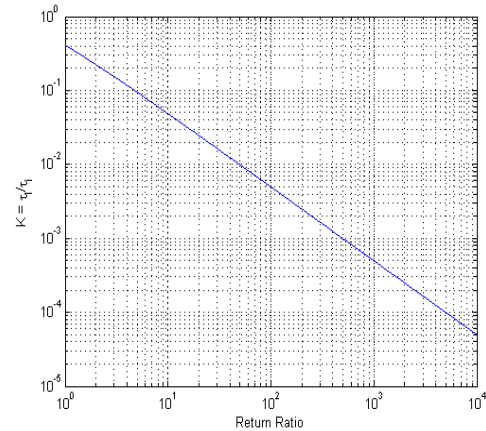


Figura 4-9: Relação k entre constantes de tempo do pólo de entrada e do pólo do interstage.

Como se pode analisar na Figura 4-8, o BWER obtido com este método aproximado não chega a atingir o máximo teórico esperado para a referência de primeira ordem, 2.6131 ficando-se pelos 2.2721 (valor máximo). Esta diferença, da ordem dos 13% inferiores, terá como causa principal, os arredondamentos efectuados para a obtenção das constantes que garantem as condições de MPA. Os valores da indutância (m) e relação de capacidades (α) são constantes para todo o RR como se referiu na análise e a relação entre as constantes de tempo k do pólo de entrada e do *interstage* apresenta novamente uma relação de proporcionalidade inversa com o RR como se pode analisar na Figura 4-9.

Novamente, em analogia com o circuito anterior, é feita uma análise às alterações verificadas na resposta do sistema em termos de BWER e sobre-elevação quando a indutância a inserir no circuito varia entre um intervalo de estudo limitado a $\pm 50\%$ do valor nominal.

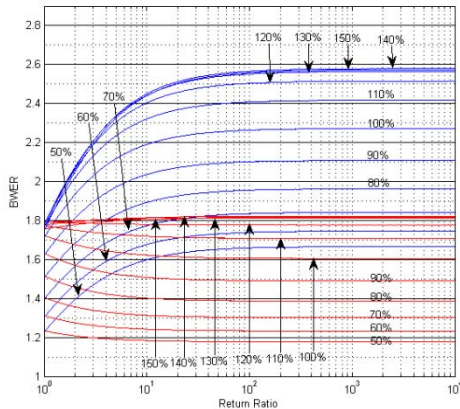


Figura 4-10: BWER para A.T. com malha R.I. 3 pólos, variando a indutância $\pm 50\%$.

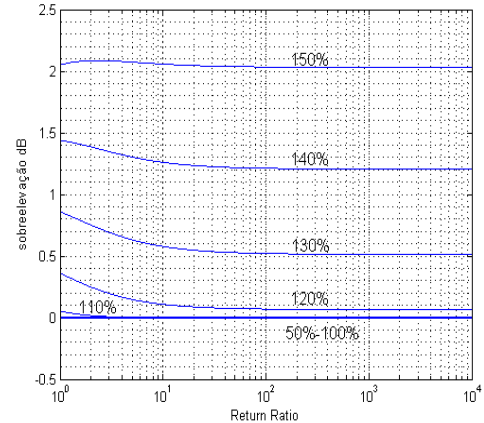


Figura 4-11: Sobre-elevação para A.T. com malha R.I. 3 pólos, variando a indutância $\pm 50\%$.

Fazendo a mesma análise do amplificador com malha de ressonância série de 2 pólos, constata-se, correlacionado a Figura 4-10 com a Figura 4-11, que no pior caso quando se analisa uma indutância inferior à obtida em MPA, ou seja, uma indutância 50% inferior, esta apresenta 73% do BWER verificada em MPA. As perdas de largura de banda, com a

redução da indutância a inserir são portanto mais significativas no amplificador com esta malha série de 3 pólos do que com malha série de 2 pólos. Relativamente ao pior cenário, quando é colocada uma indutância 50% superior à obtida em MPA, obtém-se uma BWER de 2.57 com uma sobre-elevação de 2.03dB, ou seja, apesar de se obter um aumento na BWER de 13% em relação à referência de primeira ordem quando o RR tende para infinito, a sobre-elevação inerente a este aumento é demasiado elevada, fazendo com que estas indutâncias não sejam aplicáveis.

Podem-se retirar as mesmas conclusões que na malha anterior, uma vez que à custa da sobre-elevação, as indutâncias maiores que as obtidas em MPA são de evitar, sendo preferível utilizar indutâncias inferiores, sacrificando deste modo o ganho em termos de largura de banda, mas mantendo uma resposta plana.

4.3.5. Malha de ressonância paralelo, 2 pólos, com realimentação

A função de transimpedância do amplificador compensado com a malha de ressonância paralelo de 2 pólos (Tabela 4-1.d) possui pólos e zeros de modo que não se pode obter directamente a frequência de corte. No entanto, como se viu na secção 4.2 é possível obter uma resposta plana na magnitude, do tipo MPA. Para tal basta seguir as condições definidas na Tabela 4-1.d).

Novamente, a complexidade dos cálculos necessários para resolver as condições na Tabela 4-1.d) impossibilita a obtenção da solução exacta que garante a resposta MPA. De modo a resolver esta restrição foi utilizado um processo semelhante ao utilizado no circuito de ressonância série de 3 pólos. Após a observação dos circuitos anteriores, concluí-se que quando o RR tende para valores elevados, o valor da indutância a colocar no circuito vai tender para o valor da indutância a usar na aplicação isolada da malha, (secção 2.4.1). Como tal seguiu-se o seguinte processo para obter a solução aproximada da indutância m e a relação de constantes de tempo entre pólo de entrada e *interstage* k :

1. Primeiro foi assumido que a indutância a colocar no circuito é independente do RR e que tem o mesmo valor que quando a malha é aplicada isoladamente.

$$m = \sqrt{2} - 1 \quad (4.39)$$

2. Seguidamente as duas equações que garantem as condições de MPA foram organizadas na forma polinomial de k .

$$\begin{cases} Eq1 = (c_1^2 - 2c_0c_2)b_0^2 - c_0^2b_1^2 \\ Eq2 = (c_2^2 - 2c_1c_3)b_0^2 \end{cases} \quad (4.40)$$

$$\begin{cases} k = f_1(m, R(0)) \\ k = f_2(m, R(0)) \end{cases} \quad (4.41)$$

3. Através de método experimental foi escolhida a solução que garante uma relação positiva e com ganho de largura de banda, que devido à sua complexidade não vai ser exposta na tese, mas será antes indicada a solução de k obtida para toda a gama estudada.

Os resultados obtidos com as aproximações acima indicadas estão apresentados na Figura 4-12 e 4-13.

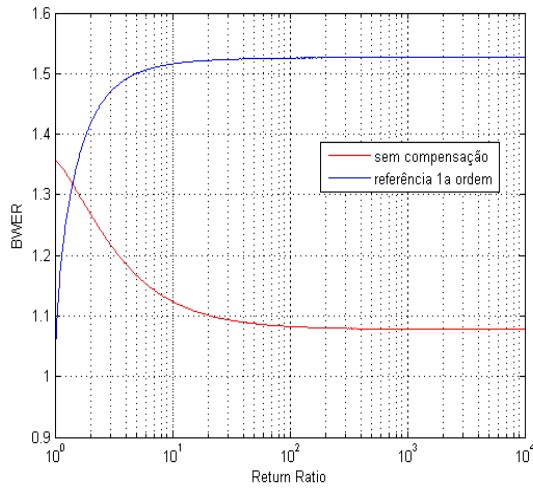


Figura 4-12: BWER obtido com A.T. compensado com R.P., 2 pólos, em relação à referência de 1ª ordem e ao circuito sem compensação em função do RR.

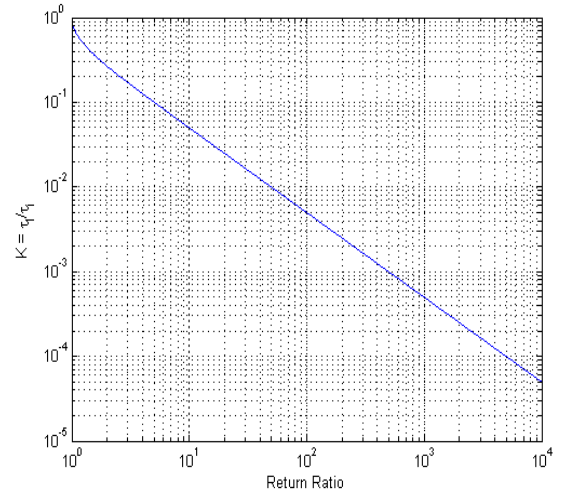


Figura 4-13: Relação k entre constantes de tempo do pólo de entrada e do pólo do *interstage*, para o A.T. compensado com R.P, 2 pólos.

Para analisar os resultados obtidos em termos da BWER colocam-se agora grandes desafios uma vez que não existe comparação directa como aquela que se pode esperar quando se aumenta o número de pólos num sistema sem zeros. No entanto analisando a Figura 4-12 é possível medir a qualidade do resultado. A BWER obtido em relação à referência de primeira ordem estabiliza em 1.53 para RR elevados, este valor é notoriamente fraco uma vez que a própria malha de ressonância paralelo isolada garante uma BWER de 1.72, como tal, seria de esperar um valor superior num sistema realimentado e não inferior como se observa. A corroborar o fraco resultado desta solução, está a BWER em relação ao circuito sem compensação que é inferior a 1.1, ou seja, as vantagens em inserir a indutância no circuito são praticamente nulas.

No entanto, analisando a influência na resposta do amplificador quando a indutância a inserir no circuito não é exactamente igual à obtida na solução, obtiveram-se resultados muito interessantes, que face à sua natureza, podem ser entendidos como um método alternativo para aumento de largura de banda.

Foi portanto analisada a resposta em frequência de um amplificador em que a indutância da malha de compensação variava entre -50% e +180% da indutância obtida como solução. O limite inferior foi escolhido de forma puramente indicativa, de modo a fornecer uma tendência para o que acontece à resposta quando a indutância é inferior à solução. Por sua vez o limite superior foi escolhido uma vez que a partir deste valor a resposta deixa de ser monótona e como tal vai ser estudada à parte.

Os valores de BWER obtidos com a análise são apresentadas na Figura 4-14, e demonstram que existe uma liberdade elevada em aumentar a indutância até 80% uma vez que a resposta se mantém monótona. Está demonstrado que a BWER pode aumentar até aproximadamente 2.3 mantendo a resposta monótona, o que representa uma melhoria de aproximadamente 1.5 vezes em relação à solução do tipo MPA.

Para compreender de que modo se obtém este ganho extra, está representada na Figura 4-15 a resposta em frequência quando a indutância inserida equivale a 170% e 210% da solução. De notar que no primeiro caso, como é inferior a 180% é do tipo monótona, enquanto que, no segundo caso, já apresenta um pico na fase decrescente.

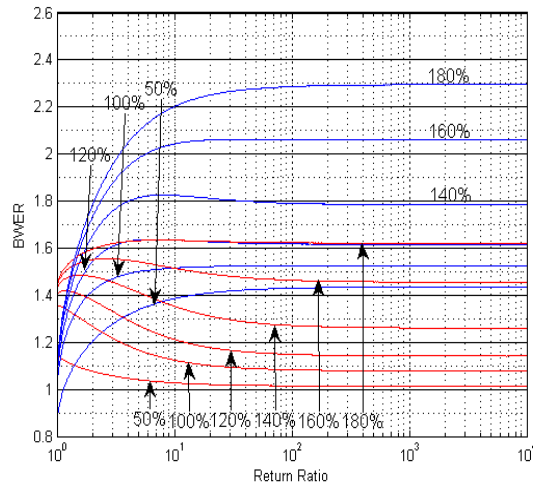


Figura 4-14: BWER para A.T. com malha R.P. 2 pólos, variando indutância entre 50% e 180%.

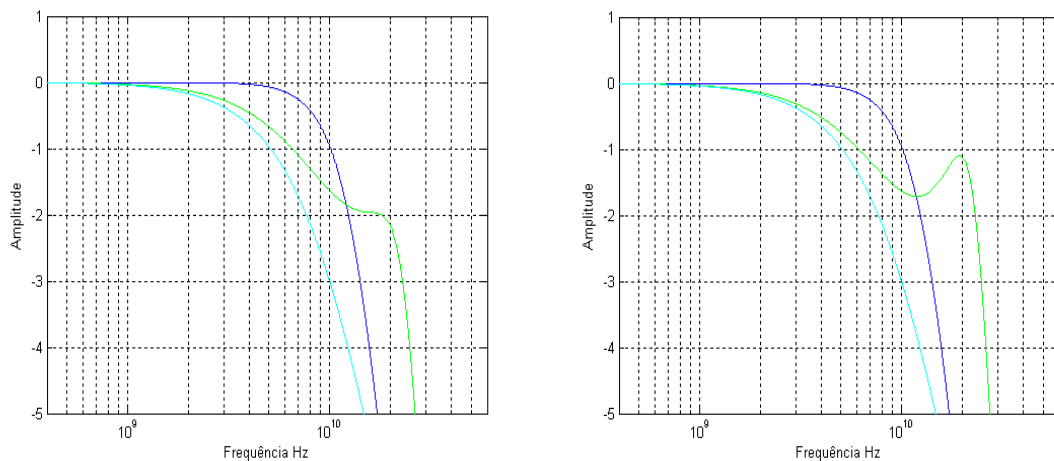


Figura 4-15: Resposta em frequência do amplificador com indutância a valer 170%(esquerda) e 210%(direita).

Explorando a relação entre o aumento da indutância e o aumento da largura de banda para lá da resposta monótona, obtém-se os resultados que estão apresentados na Figura 4-16. O limite inferior (190%) foi escolhido porque, como já foi referido, é acima daquele a partir do qual a resposta deixa de ser monótona (180%). Por sua vez o limite superior, indutância a valer 240% da obtida como solução, é aquele a partir do qual o amplificador passa a apresentar sobre-elevação.

Como se pode analisar, é ainda possível obter um valor de BWER até 2.56 sem sobre-elevação, mas com picos na fase descendente da resposta, deixando esta de ser monótona. As BWER para os referidos casos, estão representadas na Figura 4-16, e o valor dos respectivos picos estão indicados na Tabela 4-3.

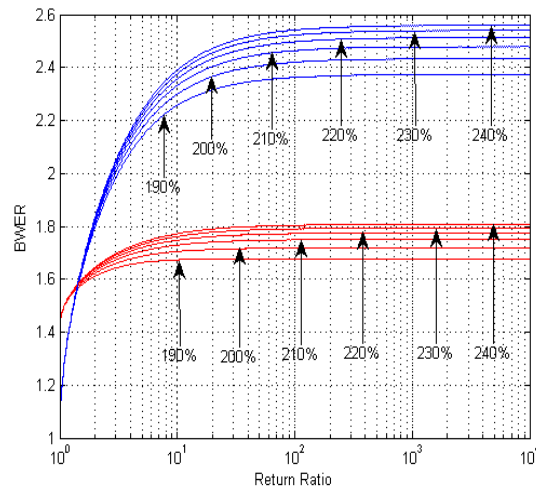


Figura 4-16: BWER para A.T. com malha R.P. 2 pólos, variando indutância entre 190% e 240% da solução.

Relação de indutâncias	Pico (dB)
190%	0.114
200%	0.34
210%	0.615
220%	0.92
230%	1.243
240%	1.577

Tabela 4-3: Valor aproximado do pico em dBs para A.T. com malha R.P, 2 pólos, para diferentes indutâncias.

Estes resultados, mostram que há uma grande área por explorar dentro dos limites das BWER para aplicações com resposta do tipo monótona mas sem serem do tipo MPA, e que resultam de polinómios que já foram motivo de estudo[17]. Estudo este que incidiu sobre respostas do tipo decrescente, mas não no sentido máximo, estudo este que também ainda falta realizar.

4.3.6. Malha de ressonância paralelo, de 3 pólos, com realimentação

Para obter a resposta de MPA deste amplificador, a indutância sob a forma de m e a capacidade a adicionar em paralelo sob a forma de k_b , vão ser consideradas independentes do RR e vão ter o valor igual ao da malha quando aplicada isoladamente, tal como visto no secção 2.4.1 e aplicado nos casos anteriores, pelas razões lá demonstradas:

$$m = 0.414 \quad (4.42)$$

$$k_b = 0.354 \quad (4.43)$$

A relação entre as constantes de tempo do pólo de entrada e do pólo do *interstage* k vão ser obtida resolvendo as condições da Tabela 4-1.e) em ordem a k e resolvendo em função do RR assumindo as aproximações referidas acima para m e k_b .

O ganho em termos de largura de banda, para a malha de ressonância paralelo de 3 pólos (Figura 4-17), quando analisada individualmente é de 1.84. Quando comparado com uma referência de primeira ordem, o amplificador em causa obtém um BWER de aproximadamente 1.94 para RR elevados, de modo que este resultado pode-se considerar positivo e interessante sob o ponto de vista de aplicação, ao contrário do circuito semelhante de 2 pólos.

Os resultados em termos da BWER e a solução em termos de relação entre constantes de tempo k são apresentados de seguida nas Figuras 4-17 e 4-18.

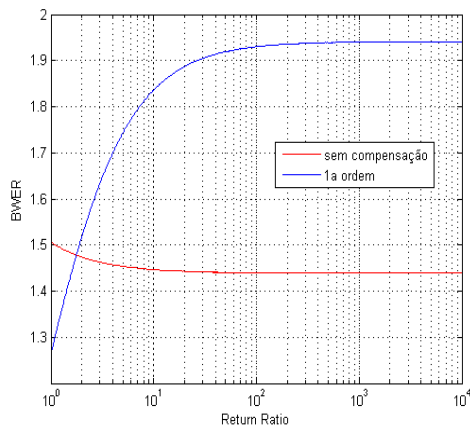


Figura 4-17: BWER obtido com A.T. compensado com R.P., 3 pólos, em relação à referência de 1ª ordem e ao circuito sem compensação em função do RR.

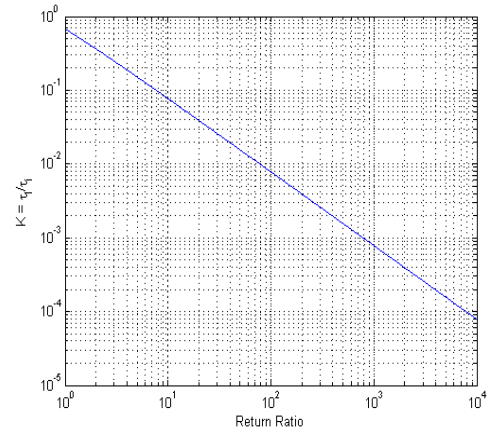


Figura 4-18: Relação k entre constantes de tempo do pólo de entrada e do pólo do *interstage*, para o A.T. compensado com R.P., 2 pólos.

O próprio ganho em relação ao mesmo amplificador mas sem compensação é razoável quando comparado com amplificadores compensados com outras malhas, sendo ligeiramente superior ao da malha de ressonância série de 2 pólos, com uma BWER de 1.44 para RR elevados.

O impacto da variação da indutância na resposta em frequência do amplificador revelou uma grande dependência da resposta em função do desvio da mesma. Foram analisadas as respostas em frequência com as indutâncias usadas a variar entre 50% e 120% da indutância assumida como solução das condições de MPA.

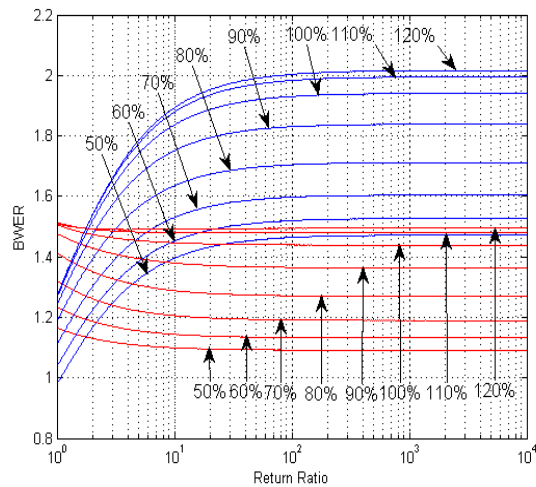


Figura 4-19: BWER para A.T. com malha R.P. 2 pólos, variando indutância entre 50% e 180%.

Na Figura 4-19 estão representados as BWER obtidas. Constata-se uma redução significativa da BWER à medida que a indutância efectiva vai sendo reduzida, apresentando uma redução de 32% quando a indutância é reduzida em 50%. Quando a indutância efectiva é superior à assumida como solução, observa-se uma ligeira melhoria da BWER que vem associada a uma elevada sobre-elevação, (ver Tabela 4-4), o que torna estas soluções impraticáveis.

Relação indutâncias	Sobreelevação (dB)
110%	0
120%	0.60
130%	1.44
140%	2.32

Tabela 4-4: Valor da sobrelevação em dBs para A.T. com malha R.P, 3 pólos, para diferentes indutâncias.

Resumindo, o amplificador de transimpedância compensado com a malha de ressonância paralelo de 3 pólos apresenta uma resposta bastante aceitável, com um ganho significativo em MPA. No entanto apresenta uma elevada dependência do valor da indutância a adicionar ao circuito, estando praticamente excluídas as soluções em que a indutância é superior à solução de MPA e com perdas de largura de banda significativas, aquelas em que a indutância é inferior à solução.

4.4. Conclusão

O estudo teórico sintetizado neste capítulo apresenta a inovação resultante do trabalho realizado no que concerne à aplicação de técnicas de ressonância indutiva em sistemas realimentados. Foi possível determinar qual o ganho espectável com o aumento do número de pólos devido à realimentação, caso das malhas de ressonância em série. Quando não foi possível obter um valor teórico para o BWER induzido pelo aumento do número de pólos, caso da ressonância paralelo, foi obtida uma estimativa analítica. Para dar consistência aos resultados obtidos, falta apenas verificar a aplicação prática da técnica, e acima de tudo, verificar a validade dos resultados obtidos em termos de BWER.

5. Aplicação prática do estudo

Neste capítulo vai ser validado o estudo anterior através de aplicação das malhas num amplificador de 2 andares de ganho e num circuito amplificador com realimentação. A tecnologia a utilizar vai ser, como foi referido anteriormente, a tecnologia BiCMOS.

5.1. Aplicação entre dois andares de ganho

Para estudar a aplicação da malha isoladamente foi desenhado um circuito composto por 2 andares de amplificação, (Figura 5-2). Os andares de amplificação são compostos por um HBT na configuração de emissor comum, sendo a resistência de colector uma resistência passiva. Haveria vantagens em utilizar cargas activas uma vez que estas permitem compensar as variações no fabrico, alterando corrente de polarização e têm uma menor área, o que se traduz num menor custo final do circuito.

No entanto, a carga activa não pode ser utilizada nos andares de amplificação, uma vez que será nestes andares que vai ser aplicada a malha de ressonância indutiva, e como tal, é essencial que o valor da resistência seja independente da frequência. No segundo andar de ganho, apesar de não ser aplicada nenhuma malha, por motivos de conveniência de desenho foi utilizada igualmente uma resistência passiva.

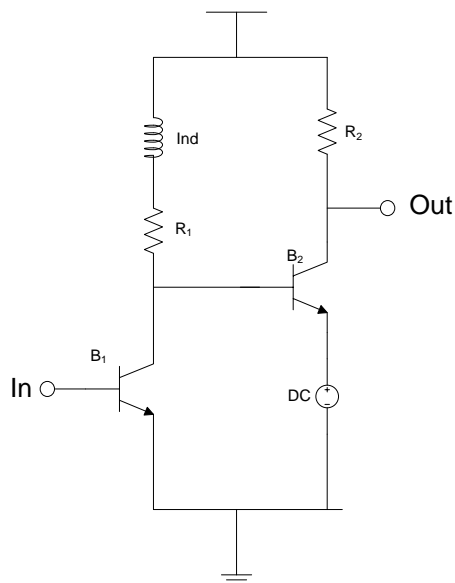


Figura 5-2: Circuito de teste da malha de ressonância indutiva.

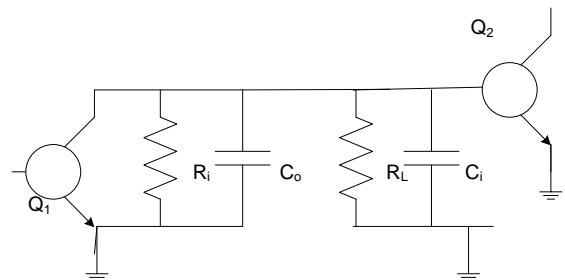


Figura 5-1: Esquema de pequenos sinais antes de aplicação da indutância.

Elementos	Valores
R_i	$\approx \infty$ (Para os valores das resistências em causa.)
R_L	200 Ω
C_o	520f F
C_i	110f F
L	10nH

Tabela 5-1: Valores dos elementos dos dois *interstage* isolados onde vai ser aplicada a indutância.

Na Tabela 5-2, estão indicados os valores dos elementos que compõem o circuito em causa.

	B1	B2		R1	200 Ω
tipo de transistor	nnp 254	nnp 232		R2	245 Ω
device área	25 μ m	8 μ m		Ind	10 μ H

Tabela 5-2: Valor dos elementos do circuito de teste de dois andares.

A malha escolhida para compensar o circuito foi a malha de ressonância em paralelo de 2 pólos, devido às seguintes razões:

- i) A malha de maior ganho, ressonância paralelo-série, não pode ser utilizada uma vez que a relação $k_c = C_o / (C_o + C_i)$ é inferior a 0.25 de modo que não é possível obter solução real do tipo MPA para esta malha nestas situações.
- ii) O aumento da capacidade C_i , de modo a proporcionar a relação de capacidades mínima que por sua vez permite a aplicação da malha é de tal modo elevado, que faz com que a largura de banda seja reduzida ao invés do que é pretendido.
- iii) A malha de ressonância em série de 3 pólos, que apresenta o segundo maior ganho, Tabela 2-1, não pode ser utilizada uma vez que seria necessário obter uma relação de capacidades $k_c = C_o / (C_o + C_i)$ próxima dos 0.25, secção 3.1.3, o que forçaria a adição de capacidades elevadas ao circuito no segundo andar, que por sua vez, iriam limitar grandemente a largura de banda;

Pelas razões acima mencionadas foi utilizada a malha de ressonância em paralelo, a malha em causa é a malha de 2 pólos uma vez que não foi possível aplicar a malha de 3 pólos. Tal deve-se muito provavelmente a uma incorrecta medição das capacidades concentradas nos dois portos, uma tarefa complexa que foi simplificada por simulações que tinham como objectivo a obtenção experimental/simulada das mesmas, o que naturalmente comporta uma série de erros e aproximações na obtenção do valor das mesmas.

Na Figura 5-3 e Figura 5-4 encontra-se respectivamente o *layout* do circuito de teste sem a aplicação da indutância e com a aplicação da indutância.

De realçar que para desenho do circuito em *layout*, as indutâncias disponíveis são em número reduzido e limitadas à gama de 1.1nH a 13nH, como tal, de modo a ser possível implementar a malha, todo o desenho foi desenvolvido tendo em conta este constrangimento o que permitiu que a indutância a aplicar ao circuito seja de 10nH, indutância esta disponível no kit da AMS. No final, a área ocupado pelo circuito é de 90µm x 50µm no circuito sem compensação e de 455µm x 350µm no circuito com compensação.

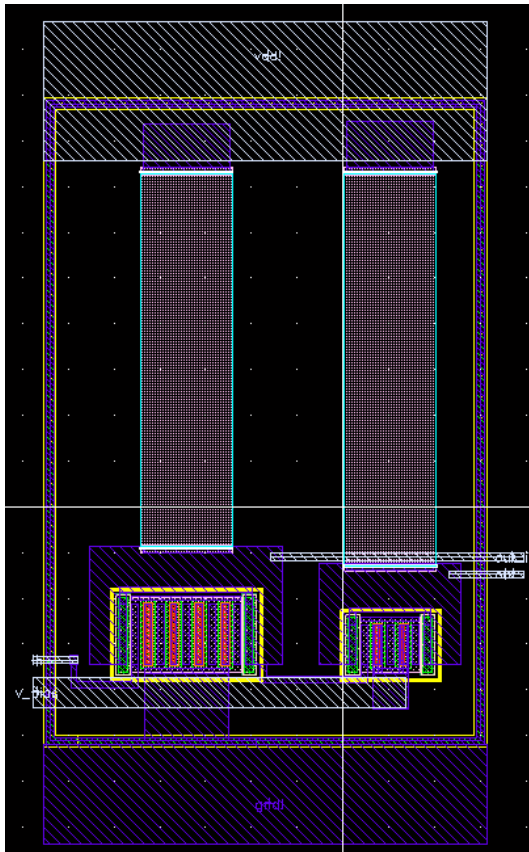


Figura 5-3: Circuito de 2 andares de ganho sem compensação.

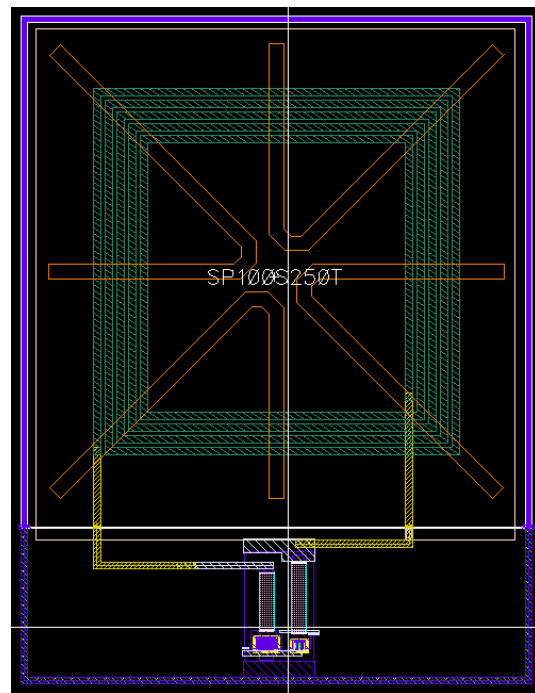


Figura 5-4: Circuito de 2 andares de ganho com compensação.

Na Figura 5-5 observa-se a resposta na frequência em magnitude entre os dois andares de ganho do circuito. O circuito não compensado, tem uma largura de banda a 3dBs de 1,29G Hz enquanto que o circuito compensado tem uma largura de banda de 2.33G Hz, o que resulta num BWER de 1.8, BWER este, ligeiramente superior aos 1.72 que seriam de esperar numa malha de ressonância em paralelo com $K_R \approx 0$, secção 3.1.4.

Esta diferença pode ser explicada, como já foi referido anteriormente devido aos erros/aproximações cometidos durante a obtenção dos elementos que determinam a largura de banda, Figura 5-1 e Tabela 5-1, e de possíveis influências exteriores ao pólo dominante no qual vai ser aplicada a malha.

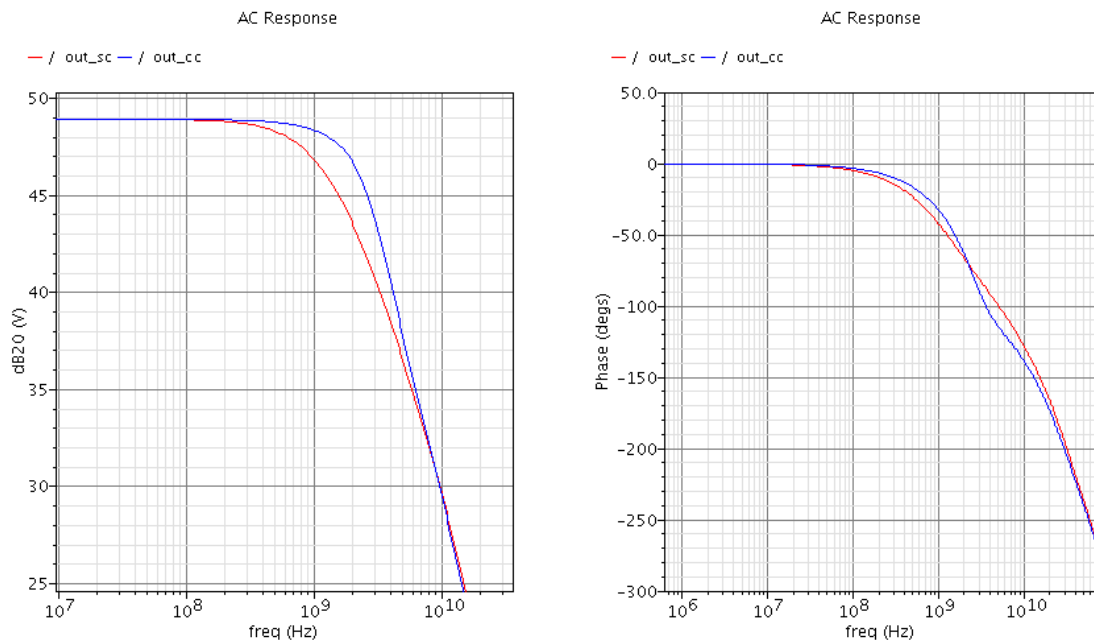


Figura 5-5: Resposta em frequência do amplificador, sem compensação (out_sc), com compensação (out_cc).

Relativamente à fase da resposta, não se observaram alterações significativas com a aplicação da indutância.

De forma a caracterizar o circuito amplificador a nível de distorções foram realizadas medições para uma série de frequências da distorção harmónica total (DHT) com uma corrente de entrada de $100\mu\text{A}$. Os valores obtidos, para o circuito com e sem compensação, podem se analisados na Figura 5-6.

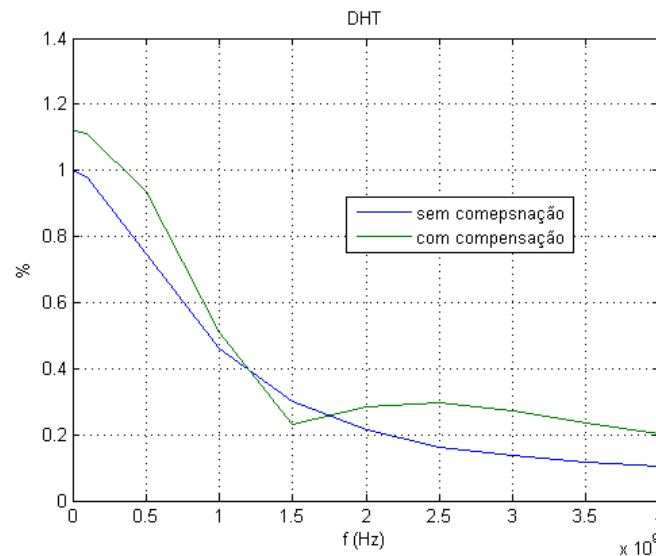


Figura 5-6: Distorção harmónica total do circuito de dois andares de amplificação, com e sem compensação.

Não se observam diferenças significativas relativamente à distorção harmónica total entre o circuito com e sem compensação

Foi também realizada uma análise variando a parametrização para pior caso e verificou-se que existem grandes alterações na componente DC que torna o circuito inviável.

5.2. Aplicação num circuito realimentado

Para aplicação da técnica de ressonância indutiva em circuitos realimentados foi desenhado um amplificador de transimpedância composto por um andar diferencial à entrada seguido de um *buffer* de saída. Por forma a assegurar uma realimentação “negativa” foi escolhida a saída inversora do par diferencial que por sua vez se encontra polarizado com espelhos de corrente e de igual modo no andar de saída. De salientar que foi tido especial cuidado na polarização da tensão de saída por forma a possibilitar a inserção directa da resistência de realimentação entre a saída e a entrada do amplificador.

O amplificador encontra-se esquematizado na Figura 5-7. No esquema em causa as resistências R_{bias} e R_F , a fonte DC e a capacidade CAP são externas ao circuito.

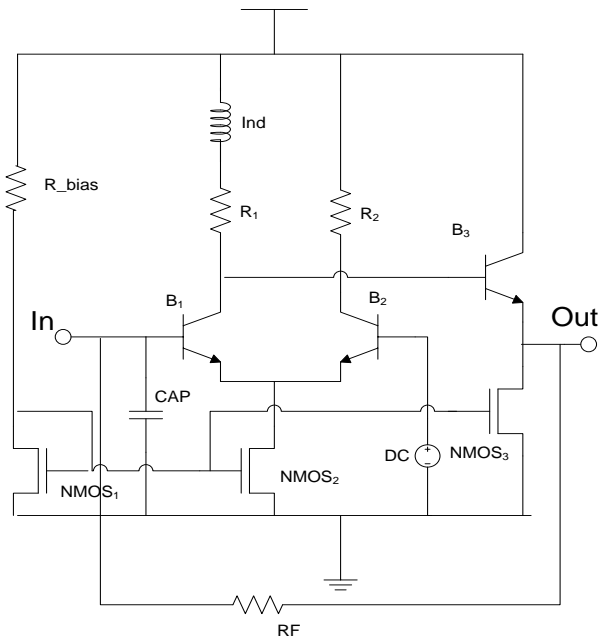


Figura 5-7: Circuito de teste realimentado.

Elementos	Valores
R_i	$\approx \infty$
R_L	$450 \, \Omega$
R_F	$870 \, \Omega$
CAP	150 f F
C_I	f F
L	13 nH

Tabela 5-3: Valores dos elementos do *interstage* onde vai ser aplicada a indutância.

A malha de ressonância utilizada é a malha de ressonância em paralelo de 2 pólos, pelas razões invocadas anteriormente, no circuito de 2 andares de ganho. Na configuração actual, no entanto, a indutância obtida como solução teórica para o circuito em causa, apresentava uma sobrelevação significativa, o que de acordo com o estudo teórico anterior, secção 4.3.4, deve-se ao facto de a indutância efectivamente utilizada ser superior à indutância que

garante as condições de MPA para o circuito em causa. Por forma a eliminar a sobre-elevação foi inserida no circuito uma indutância inferior, de modo que a resposta em magnitude deixou de apresentar sobre-elevação, mas que tem de apresentar uma determinada elevação, de forma permitir a existência algum ganho em termos de largura de banda. Deste modo a indutância utilizada foi a indutância de 10nH e não a de 13.3nH como estava inicialmente estabelecido.

Na Tabela 5-4 estão apresentadas as dimensões dos elementos que compõem o amplificador de transimpedância de teste.

	W (μm)	L (μm)	nº gates		npn<c><e>	device area (μm)		Valor
NMOS1	10	0.7	1	B1	npn 254	12.8	R1	450 Ω
NMOS2	60	0.7	6	B2	npn 254	12.8	R2	450 Ω
NMOS3	20	0.7	2	B3	npn 254	9.6	Ind	10n H

Tabela 5-4: Dimensão e valores dos elementos do amplificador de teste

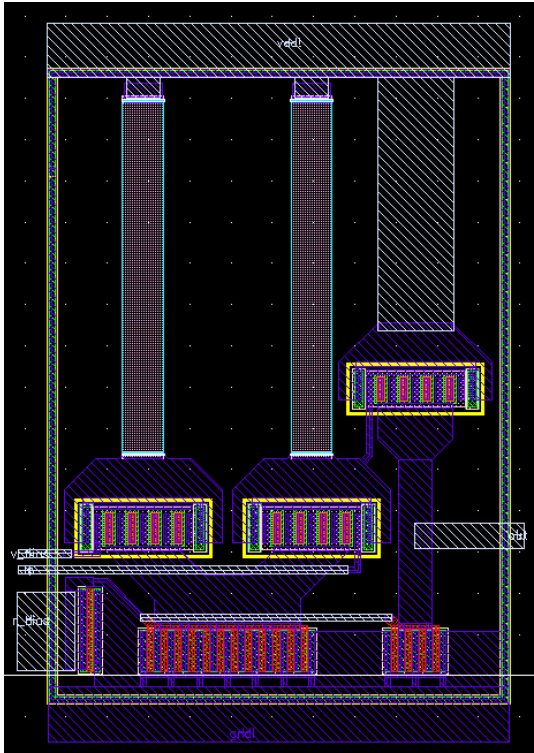


Figura 5-8: Layout do circuito realimentado de teste sem compensação.

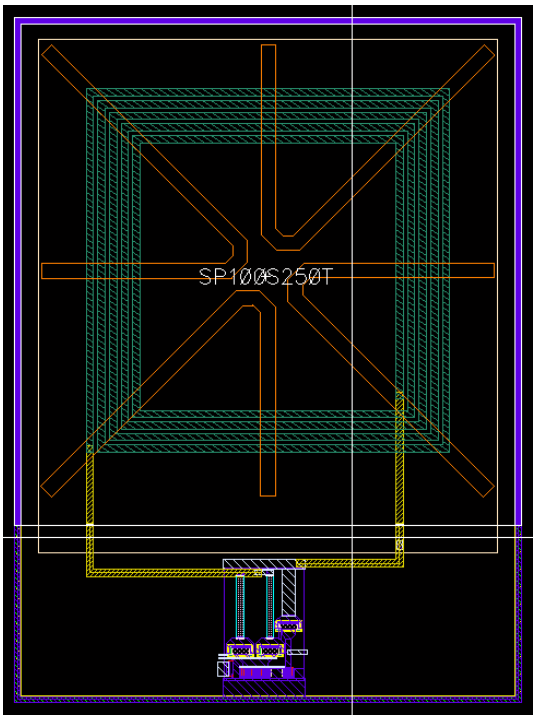


Figura 5-9: Layout do circuito realimentado de teste com compensação.

O *layout* final, apresentado na Figura 5-8 e Figura 5-9, tem uma área de $90\mu\text{m} \times 56\mu\text{m}$ no caso do circuito sem compensação e uma área de $470\mu\text{m} \times 350\mu\text{m}$ no caso do circuito compensado.

Nos circuitos realimentados a escolha da indutância não depende unicamente do *interstage* onde o circuito vai ser compensado através da aplicação da malha de ressonância, mas por sua vez é necessário ter em conta a relação entre os pólos, a resistência de realimentação, o ganho, etc. Neste caso em particular, a indutância a adicionar ao circuito foi obtida através de uma método experimental que permite ao desenhador abster-se da maior parte destas características do circuito, muitas delas difíceis de controlar durante o processo de desenho.

A escolha da indutância e da resistência de realimentação foram fruto de um processo de ajuste uma vez que, como foi referido anteriormente, a gama de indutâncias disponíveis é muito restrita com uma série de valores discretos na gama disponível. Como tal foi necessário ajustar a curva de ganho do circuito à frequência de ressonância da malha, através da alteração da resistência de realimentação.

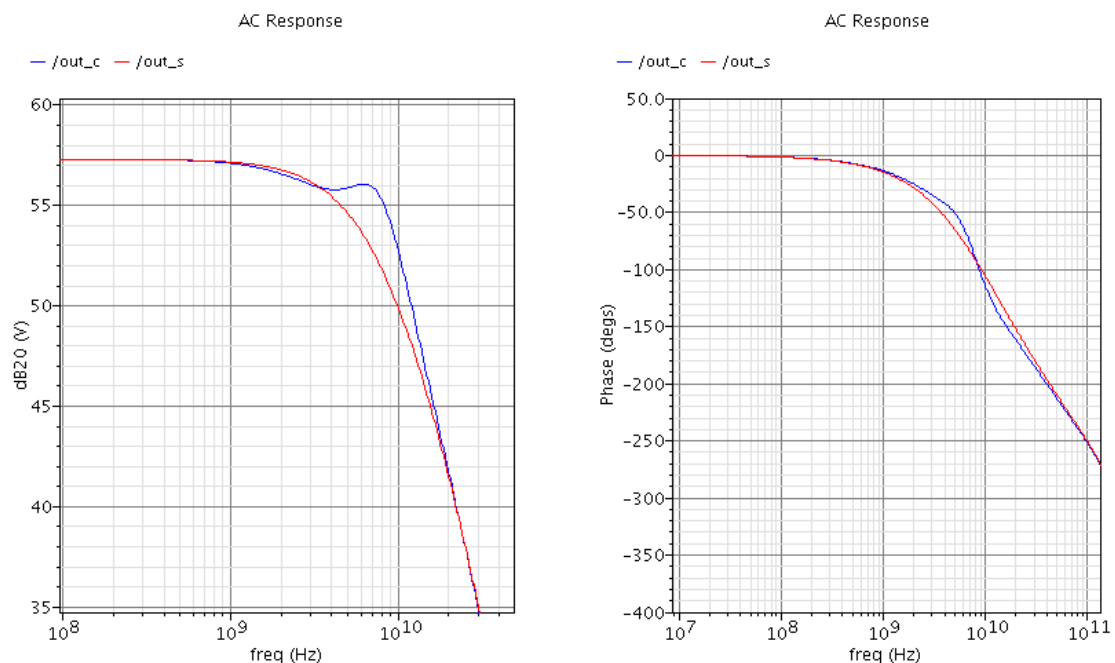


Figura 5-10: Resposta em frequência do amplificador, sem compensação (out_s), com compensação (out_c)..

Como se pôde observar na Figura 10, o circuito sem compensação tem uma largura de banda de 5.3GHz e o circuito compensado apresenta uma largura de banda de 8.83 GHz, resultando num BWER de 1.66. Esta BWER está no limite do valor máximo possível para esta configuração, sem sobre-elevação, como se pode constatar no estudo anterior, sintetizado na Figura 4-14.

Uma análise extra foi realizada, medindo a resposta do circuito à onda quadrada para diferentes amplitudes uma vez que é das análises que mais fielmente revela o comportamento do circuito. A resposta pode ser vista na Figura 5-11.

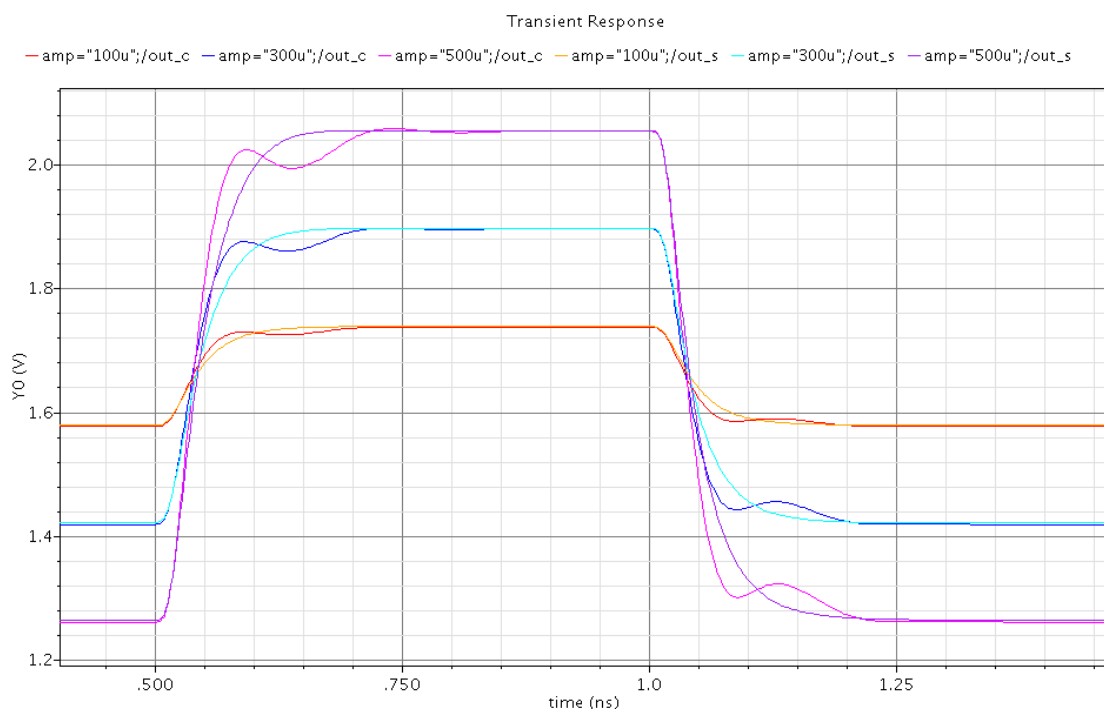


Figura 5-11: Resposta do amplificador de transimpedância à onda quadrada. (out_c-compensado, out_s-sem compensação)

Mais uma vez, para caracterizar a distorção do circuito amplificador foram realizadas medições para uma série de frequências da distorção harmónica total (DHT) com uma corrente de entrada de $200\mu\text{A}$. Os valores obtidos, para o circuito com e sem compensação, podem ser analisados na Figura 5-12.

Comparando a distorção harmónica total nos dois circuitos, observa-se que o amplificador sem compensação reflecte a largura de banda na distorção de modo que esta cresce até à frequência de corte, diminuindo fora da gama. Por sua vez, o amplificador compensado

tem um crescimento elevado junto à frequência de corte uma vez que a curva de ganho não é monótona, apresentando uma elevação considerável no limite da gama de funcionamento.

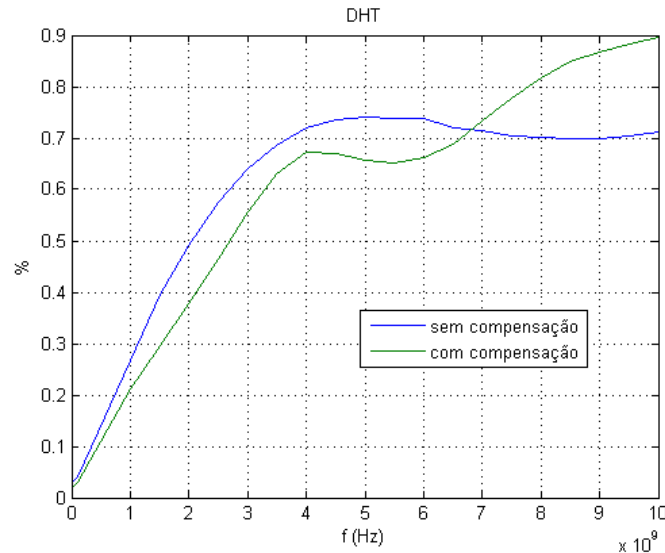


Figura 5-12: Distorção Harmônica Total do circuito de dois andares de amplificação, com e sem compensação.

Variando a parametrização dos transístores, de modo a obter algumas características do comportamento do circuito, obtiveram-se os resultados que estão apresentados na Tabela 5-5.

	sem compensação		com compensação		c. corrente
	BW (G Hz)	DC saída (V)	BW (G Hz)	DC saída (V)	
Tipico	4.86	1.659	8.25	1.657	5.4m A
minimo	5.80	1.650	9.33	1.648	6.2m A
máximo	4.07	1.672	7.12	1.700	5.0m A
ind. Q. elevado.	4.86	1.659	8.67	1.657	5.4m A
ind. Q. reduzida.	4.86	1.659	7.65	1.657	5.4m A

Tabela 5-5: Valores DC à saída e larguras de banda do circuito, variando a parametrização dos transístores

5.3.Conclusão

Relativamente aos circuitos desenhados, variando a parametrização dos transístores, verificou-se que o comportamento do circuito de 2 andares de ganho sem realimentação apresenta uma grande dependência destas variações, levando mesmo à inviabilização do mesmo, provocada pelas alterações da componente DC. Este comportamento que não se verificou no amplificador de transimpedância, faz com que esta configuração apresente uma robustez muito significativa neste ponto. Este comportamento que já seria de prever, uma vez que é sobejamente conhecida a estabilidade induzida pela realimentação nos circuitos, e que por essa razão é aconselhado utilizar essa abordagem no desenho de circuitos em geral, e no desenho de amplificadores onde vão ser aplicadas técnicas de aumento de largura de banda em particular.

6. Conclusões

O trabalho que originou a presente tese teve como objectivo estudar as técnicas de aumento de largura de banda, utilizando ressonância indutiva. Neste estudo analisou-se em pormenor as malhas mais conhecidas, estudando novas configurações degeneradas (mas verosímeis).

As malhas originadas neste estudo tiveram como objectivo reflectir resistências e capacidades parasitas, que ganham uma influência significativa, por exemplo, quando estas técnicas são utilizadas em tecnologia CMOS com cargas activas, onde a resistência intrínseca do transistor tem a mesma ordem de grandeza que a carga. No estudo realizado no capítulo 3 chegou-se à conclusão que a influência das resistências e capacidades que nos desviam da malha típica, influenciam fortemente o ganho da mesma. Ganho esse, cuja variação não é uniforme em todas as malhas sendo mais crítica nas malhas de ressonância em série que nas malhas de ressonância em paralelo.

A distribuição das resistências e das capacidades, é de tal forma essencial, que durante a aplicação prática de uma malha entre dois andares de ganho, realizada na secção 5.1, esta caracterização permitiu escolher, de forma fundamentada e com base nas características do circuito, a malha que garante um melhor resultado.

Após a análise das malhas numa aplicação isolada, foi estudada a aplicação das mesmas em circuitos realimentados. Após se obterem as condições de aplicabilidade e de se analisarem os resultados em termos de BWER, a primeira conclusão a que se chega é que

não há uma relação directa entre o ganho de uma determinada malha isolada e o ganho desta malha aplicada num sistema realimentado.

É possível prever qual seria o resultado esperado nas malhas de ressonância em série uma vez que a realimentação provoca um aumento do número de pólos em um, resultando numa função de transferência composta unicamente por zeros, cujos resultados em termos de máxima planitude em magnitude são demais conhecidos. Esta verdade apenas se verificou no primeiro caso analisado (a malha de ressonância série de 2 pólos), ficando a malha semelhante de 3 pólos com um resultado aquém do esperado.

Nas malhas de ressonância paralelo, não existem bases teóricas que fundamentem uma perspectiva teórica para analisar os resultados, resultados estes que foram bastante surpreendentes na medida em que demonstraram que as malhas que se esperava serem aquelas com resultados mais promissores e com maior possibilidade de crescimento, apresentarem um ganho bastante reduzido, quase nulo na configuração de 2 pólos.

No entanto, verificou-se que nas malha de ressonância paralelo de 2 pólos, apesar de a BWER na condição de MPA ser quase nulo, havia uma série de respostas por explorar, (secção 4.3.4), nomeadamente indutâncias superiores à obtida em MPA que garantem uma resposta com ganhos significativos e sem a ocorrência de sobre-elevação ao contrário dos outros circuitos.

Este resultado pode ser explorado na aplicação prática da malha num amplificador de transimpedância, realizado na secção 5.2.

6.1.Linhas de investigação futuras

O trabalho presente, fundamentado nos casos práticos desenvolvidos, serve de guia para novos estudos na área, uma vez que clarifica de forma consistente quais as malhas, isoladamente ou em sistemas realimentados, que apresentam resultados interessantes ou se encontram à partida limitadas no seu ganho.

De entre os resultados obtidos, há especial interesse em explicar/explorar alguns pontos:

- Durante o estudo da malha de ressonância série de 3 pólos chegou-se à conclusão que esta apresentava simetria de acordo com a distribuição das resistências e das capacidades entre cada porto da malha. Se o primeiro caso é conhecido e serviu de ponto de partida para o estudo da malha, os resultados obtidos levam a concluir a existência de uma configuração de uma nova malha com características simétricas à anterior, mas com ganho igual.
- O motivo pelo qual, a malha de ressonância em série de 3 pólos, em sistemas realimentados, apresenta um ganho em termos de largura de banda, inferior ao valor teórico esperado, uma vez que é possível chegar a este valor teórico nas malhas compostas unicamente por zeros, como se pôde confirmar na malha semelhante de 2 pólos.
- Indutâncias superiores à indutância solução MPA originam uma resposta sem sobre-elevação que pode ser monótona ou não, na malha de ressonância em paralelo de 2 pólos, tal qual foi observado no estudo teórico desenvolvido na secção 4.3.4 e verificado na aplicação prática na secção 5.2. Este resultado pode ser explorado na medida em que seria interessante caracterizar este tipo de resposta, de forma alternativa à solução do tipo MPA.
- Uma análise ao circuito de ressonância paralelo-série, circuito este que devido ao facto de ser um circuito que já ultrapassa os limites da ressonância indutiva e entra dentro das técnicas de aumento de largura de banda de amplificação em cadeia, razão pela qual não foi alvo de estudo em sistemas realimentados no presente trabalho, pode ser feita e até seria interessante essa análise, pois serviria como ponto de partida e daria para prever algum comportamento do desempenho da amplificação em cascata em sistemas realimentados.

Referências bibliográficas

1. L. F. M. N. Alves, “Estudo e Implementação de Amplificadores em Modo de Corrente com Grande Produto Ganho Largura de Banda” Tese de Doutorado, Departamento de Electrónica e Telecomunicações, Universidade de Aveiro, 2008.
2. L. N. Alves, R. L. Aguiar, “On the Effect of Time Delays in Negative Feedback Amplifiers” ISCAS 2005, International Symposium on Circuits and Systems, Kobe, Japan, May 2005.
3. L. N. Alves, R. L. Aguiar, “On the Usage of Delayed-Feedback in Amplifiers” ECCTD 2005, European Conference on Circuit Theory and Design 2005, Cork, Ireland, September 2005.
4. J. J. Morikuni and S. M. Kang, “An Analysis of Inductive Peaking in Photoreceiver Design”, Journal of Lightwave Technology, vol. 10, no. 10, Outubro 1992.
5. Hameed, D , “High performance BiCMOS process integration: trends, issues, and future directions”, Proceedings of the Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting, Setembro, 1997.
6. Alvarez, A.R et al , “An overview of BiCMOS technology and applications”, IEEE International Symposium on Circuits and Systems, vol. 3, Maio, 1990.

7. Y. -H. Oh and S. -G. Lee, "An inductance enhancement technique and its application to a shunt-peaked 2.5Gb/s transimpedance amplifier design", IEEE Trans. Circuits and Systems II, vol. 51, pp 624-628, Nov. 2004.
8. F. -T. Chien and Y. -J. Chan, "Bandwidth Enhancement of Transimpedance Amplifier by a Capacitive-Peaking Design", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 34, no. 8, Agosto 1999.
9. J. J. Morikuni and S. M. Kang, "An Analysis of Inductive Peaking in Photoreceiver Design", Journal of Lightwave Technology, vol. 10, no. 10, Outubro 1992.
10. S. S. Mohan, M. M. Hershenson, S. P. Boyd, and T. H. Lee, "Bandwidth Extension in CMOS with Optimized On-Chip Inductors", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 35, no. 3, Março 2000.
11. S. Galal and B. Razavi, "10-Gb/s Limiting Amplifier and Laser/Modulator Driver in 0.18- μ m CMOS Technology", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 38, no. 12, December 2003.
12. N. Ohkawa, "Fiber-Optic Multigigabit GaAs MIC Front-End Circuit with Inductor Peaking", Journal of Lightwave Technology, vol. 6, no. 11, Novembro 1988.
13. M. Kossel, C. Menolfi, T. Morf, M. Schmatz and T. Toift, "Wideband CMOS transimpedance amplifier" Electronic Letters, vol. 39, no. 7, 3º Abril 2003.
14. S. Galal, B. Razavi, "Broadband ESD Protection Circuits in CMOS Technology", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 38, no. 12, Dezembro 2003.
15. S. Galal and B. Razavi, "40-Gb/s Amplifier and ESD Protection Circuit in 0.18- μ m CMOS Technology", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 39, no. 12, December 2004.
16. S. M. R. Hasan, "Design of Low Power 3.5-GHz Broad-Band CMOS Transimpedance Amplifier for Optical Transceivers", IEEE Transactions on Circuits and Systems – I: Regular Papers, vol. 52, no. 6, Junho 2005.

17. J. M. Filanovsky, "A Generalization of Filters with Monotonic Amplitude-Frequency Response", IEEE Transactions on Circuits and Systems – I: Fundamental Theory and Applications, vol. 46, no. 11, November 1999.
18. J. F. O'Neil, M. S. Ghausi, "A class of Realizable Maximally Flat Magnitude Driving-Point Functions", IEEE Transactions on Circuit Theory, Vol. 14, March 1967
19. J. L. Stewart, "Flatness and Symmetric Low-Pass Lossless Filters, IRE Transactions on Circuit Theory, Vol. 5, June 1958.
20. F. -T. Chien and Y. -J. Chan, "Bandwidth Enhancement of Transimpedance Amplifier by a Capacitive-Peaking Design", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 34, no. 8, Agosto 1999.
21. S. Rosenstark, "A Simplified Method of Feedback Amplifier Analysis", IEEE Transactions on Education, vol. E-17, no. 4, Novembro 1974.
22. S. Shekhar, J. S. Walling, and D. J. Allstot, "Bandwidth extension techniques for CMOS amplifiers", IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 41, no. 11, pp. 2424-2438, Nov. 2006.
23. S. Lin, D. Huang and S. Wong, "Pi Coil: A New Element for Bandwidth Extension", IEEE Transactions on Circuits and Systems – II : Express Brief, vol. 56, no. 6, Junho 2009.